

FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA (DEE)

PROJECTO DE UMA CAIXA DE VELOCIDADES ELÉCTRICA POR MEIO DA VARIAÇÃO
DO NÚMERO DE PÓLOS PARA MOTORES EM DISCO DE ROTOR EM ALUMÍNIO E EM
MATERIAIS SUPERCONDUTORES DE ALTA TEMPERATURA (SAT)

Steve André Pereira Inácio

Dissertação submetida para obtenção do grau de:
Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores



Orientador:

Professor Doutor Mário Ventim Neves

Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa (FCT-UNL)

Co-Orientadores:

Engenheiro João Murta Pina

Engenheiro Stanimir Valtchev

Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa (FCT-UNL)

*

Monte da Caparica, Janeiro 2008

Agradecimentos

O mestrando quer agradecer, em primeiro lugar, às entidades que tornaram possível concretizar este objectivo:

Serviços da Acção Social da Universidade Nova de Lisboa, pela ajuda financeira disponibilizada para a realização do curso;

Câmara Municipal de Abrantes, pela ajuda financeira disponibilizada para a realização do curso;

Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa, pelas excelentes condições de trabalho;

Departamento de Engenharia Electrotécnica, pela camaradagem e disponibilidade sempre presente de professores, colegas e funcionários;

UNINOVA – Instituto de Desenvolvimento de Novas Tecnologias, pelo financiamento para a aquisição de material para elaboração deste trabalho e pelo financiamento prestado em deslocações a conferências, nomeadamente ISIE'07 em Vigo - Espanha e EUCAS'07 em Bruxelas - Bélgica.

Agradecimentos especiais para:

- Professor Doutor Amadeu Leão Rodrigues
- Professor Doutor Mário Ventim Neves
- Engenheiro João Murta Pina
- Engenheiro Stanimir Valtchev

pelas portas que me abriram, pela formação profissional e pessoal que me deram, sem os quais não era possível concretizar esta dissertação, pelos conselhos muito úteis que me deram e espero conseguir utilizá-los de tal forma a conseguir vencer na vida, como estes exemplos conseguiram.

Um agradecimento, também aos restantes professores, monitores e também funcionários que me acompanharam ao longo destes cinco anos pelos conhecimentos transmitidos e pela camaradagem e companheirismo.

Um agradecimento especial a todos os meus amigos e família de Martinchel – Abrantes e aos amigos que fiz nestes cinco anos pois foi com a ajuda deles que várias tarefas foram ultrapassadas num agradável clima de camaradagem e muita diversão.

Por fim quero fazer um agradecimento muito especial aos meus pais e manos pela grande e unida família que somos e a ajuda que me deram para ultrapassar os momentos mais difíceis, sem vocês não era possível ... obrigado por tudo adoro-vos!!

Um último, grande e muito especial agradecimento a ti Anaïs, pela paciência, compreensão, paciência e encorajamento sempre demonstrado, sei que nem sempre foi fácil mas, já está.

Nesta dissertação apresenta-se um motor em disco polifásico inovador bem como uma estratégia de controlo com base no método de variação de velocidade por comutação do número de pares de pólos. A configuração das bobinas aliada à escolha das correntes e tensões que se injectam nas bobinas dos estatores, permite comutar electronicamente o número de pólos do motor entre 2, 4 6 e 8 pólos, conseguindo-se controlar a característica binário/velocidade do motor. O motor em disco possui a bobinagem feita em cobre com dois semi-estatores, em que quando utiliza o rotor em alumínio (com condutividade diferente de zero) comporta-se como um motor de indução convencional. Quando se substitui o rotor em alumínio por um constituído por um supercondutor de alta temperatura (SAT), o dispositivo comporta-se como um motor de histerese. O princípio de funcionamento do motor em disco convencional é baseado na indução de força electromotrizes no rotor e, consequentemente, uma vez que o alumínio é bom condutor eléctrico, correntes eléctricas induzidas, originadas por haver um campo magnético variável que é criado pelos semi-estatores. O comportamento deste tipo de motores, no que diz respeito a principais características (como o binário/velocidade para os diferentes números de pares de pólos), circuito equivalente de Steinmetz, entre outras teorias associadas é já conhecido há bastante tempo. O princípio de funcionamento do motor SAT é diferente do apresentado anteriormente, funciona com base na dinâmica de vórtices e devido ao facto de aparecer o fenómeno de ancoragem de fluxo (*flux pinning*) nos supercondutores de alta temperatura. Como o campo magnético varia, então o disco roda. Este motor tem um princípio de funcionamento muito mais complexo que o motor de indução sendo a obtenção do modelo do motor SAT complicada. A obtenção do modelo do motor SAT não é abordado nesta dissertação.

Os comportamentos e modos de operação do motor com disco de alumínio e em materiais SAT são simulados através de um programa comercial de elementos finitos, nesta dissertação, sendo a supercondutividade simulada com base na relação entre o campo eléctrico e a densidade de corrente pela lei da potenciação (E-J power law). Com as simulações pretende-se comparar o rendimento electromecânico de ambos os motores.

Abstract

In this thesis, an innovative poly-phase disc motor feeding and control strategy, based on a variable poles approach, and its application to a HTS disc motor, are presented. The stator windings may be electronically commutated to implement a 2, 4, 6 or 8 poles winding, thus changing the motor's torque/speed characteristics. The motor may be a conventional induction motor with a conductive disc rotor, or a new HTS disc motor, with conventional copper windings at its two iron semi-stators, and a HTS disc as a rotor. The conventional induction motor's operation principle is related with the induced electromotive forces in the conductive rotor. Its behaviour, characteristics (namely their torque/speed characteristics for different number of pole pairs) and modeling through Steinmetz and others theories are well known. The operation principle of the motor with HTS rotor, however, is rather different and is related with vortices' dynamics and pinning characteristics; this is a much more complex process than induction, and its modeling is quite complicated.

The operation was simulated through finite-elements commercial software, whereas superconductivity was simulated by the E-J power law. The Electromechanical performances of both motors were computed and are presented and compared.

Índice

I.	Introdução.....	8
1.1	– Motivação.....	8
1.2	– Objectivos.....	11
1.3	– Sumário do Trabalho Desenvolvido.....	11
1.4	– Contribuições Originais.....	12
1.5	– Organização da Dissertação.....	12
II.	Revisão Bibliográfica	14
2.1	– Introdução.....	14
2.2	– Motor em disco supercondutor	14
	• Supercondutividade	14
	• Motores & Supercondutores.....	19
2.3	– Aplicações com motores supercondutores SAT.....	22
	• Aplicação em navios.....	22
	• Motor em disco com semi-estatores e rotor em supercondutores	24
	• Energias Renováveis – Geradores Eólicos com motores em disco SAT	25
	• Aplicação em Veículos Eléctricos	26
2.4	– Regulação da velocidade de rotação dos motores assíncronos	26
i.	Variação da tensão de alimentação.....	29
ii.	Variação da frequência da rede.....	29
iii.	Variação da frequência e da tensão de alimentação simultaneamente.....	31
iv.	Controlo vectorial.....	31
v.	Variação do número de pares de pólos da máquina.....	32
2.5	– Comutação do número de pólos de um motor.....	37
a.	Por modulação da amplitude do pólo (PAM – Pole Amplitude-Modulation)	38
b.	Magnetos permanentes – motores de memória.....	41
2.6	– Conclusão.....	42
III.	Projecto e Construção do Motor	43
3.1	– Introdução.....	43
3.2	– Parâmetros, Projecto e Construção do Motor.....	43
a)	Topologia do Estator.....	43
b)	Topologia do Rotor.....	46
c)	Apresentação do desenho do motor (partes constituintes) num programa de CAD.....	47
3.3	– Projecto de Bobinagem dos semi-estatores do motor	48
3.4	– Conclusões	54
IV.	Controlo do motor.....	55
4.1	– Introdução.....	55
4.2	– Controlo do motor em disco de pólos variáveis.....	55

4.3 – Conclusão	60
V. Simulação do Comportamento do Motor	62
5.1 – Introdução	62
5.2 – Comportamento do Motor em disco	62
a. Criação da onda viajante nos semi-estatores	62
b. Comportamento do motor quando possui o rotor em alumínio	68
c. Comportamento do motor quando o rotor é em materiais SAT	84
5.3 – Simulação analítica em MatLab e Excel	85
5.4 – Análise pelo método dos elementos finitos	92
• Parametrização do motor utilizada no Flux2D®	93
• Geometria do motor	94
• Descrição da malha dos elementos finitos	95
• Definição do circuito eléctrico de excitação das bobinas	97
• Definição e atribuição das regiões que definem o problema	98
• Interpretação de Resultados em Flux2D – definição da aplicação	102
5.5 – Conclusão	125
VI. Comando do motor de pólos variáveis por comutação de pólos e variação da frequência	127
6.1 – Introdução	127
6.2 – Comando do motor por comutação de pólos e variação da velocidade	127
6.3 – Conclusão	135
VII. Apresentação do protótipo após construção	137
7.1 – Introdução	137
7.2 – Protótipo desenvolvido	137
VIII. Conclusões e Trabalho Futuro	142
Referências	144

I. Introdução

1.1 – Motivação

Toda esta dissertação surge no âmbito da proposta de um projecto com o título “*Design and Control of Superconducting Machines: Towards Hydrogen Technology Integration*” que tem como objectivos desenvolver um veículo eléctrico, no qual o motor de tracção é um motor eléctrico e o sistema de alimentação deste motor é uma pilha de combustível, baseada no conceito das pilhas de combustível, que utiliza por exemplo um painel fotovoltaico para se proceder à electrólise da água e assim conseguir obter o hidrogénio para que a pilha de combustível funcione.

A dissertação apenas visa desenvolver e estudar a parte do motor de tracção. O motor de tracção proposto para este projecto é um motor em disco, no qual se propõe que se faça o controlo de velocidade por comutação do número de pólos, fazendo com que o motor em estudo não só se comporte como o motor principal do veículo eléctrico como também funcione como caixa de velocidades, pois o facto de este motor ter a capacidade de comutar o número de pólos faz com que se consiga variar a velocidade e o binário do mesmo. Nestes tipos de motores é possível variar a velocidade de várias formas, nomeadamente: por variação da tensão de alimentação aplicada no motor, por variação da frequência da rede, pela variação da frequência e da tensão de alimentação simultaneamente e pela variação do número de pólos. Todos os métodos de variação de velocidade referidos anteriormente se fazem do lado do estator, sendo que também é possível variar a velocidade do motor actuando no rotor, como por exemplo variando o valor da resistência rotórica, mas para isso o rotor tem que ser bobinado e no caso do motor em estudo, o rotor é apenas um disco de alumínio ou material supercondutor.

O motor em disco eléctrico, foi dos primeiros motores a serem desenvolvidos, por Michael Faraday (1791-1867). Este motor tem a vantagem de ser simples, robusto e de construção mais barata que os outros. Os motores em disco são actualmente utilizados em muitas aplicações industriais. Os motores em disco de corrente contínua têm a desvantagem de usar escovas para ligar o induzido através do colector, sendo esta ligação uma fonte de calor e desgaste indesejável. Relativamente aos motores de disco de corrente alternada, polifásicos, que usam magnetos permanentes (MP – Magnetos Permanentes) no rotor, estes têm a vantagem de eliminar contactos deslizantes. Contudo, os que usam magnetos permanentes melhores, como por exemplo o NdFeB (Neodímio de Ferro-Boro), apresentam

binário por volume no motor em disco menor que o binário produzido por uma máquina de rotor cilíndrico equivalente convencional.

O motor em disco em estudo possui os semi-estatores bobinados. Numa primeira fase, considera-se o rotor em alumínio, tendo o motor o comportamento de um motor de indução. Posteriormente considera-se o rotor constituído por um disco de material supercondutor, que confere ao motor um comportamento semelhante ao de um motor de histerese. Proceder-se-á ao estudo comparativo dos dois casos, em termos das principais características, do motor, para observar quais as vantagens e desvantagem de usar um e outro rotor.

Em 1811, Onnes descobre os materiais supercondutores, tendo sido o mercúrio o primeiro material a ser testado. Onnes verificou que quando o mercúrio era submetido a uma temperatura muito baixa, aproximadamente 4,2 K, apresentava uma resistência eléctrica muito reduzida, quase nula. Materiais como o mercúrio são apelidados de supercondutores de primeira geração, tendo sido designados como supercondutores de baixa temperatura (SBT – Supercondutores de Baixa Temperatura). Com a evolução da tecnologia, por volta do ano 2000, os cientistas Bednorz e Müller [Bednorz] conseguem materiais com uma temperatura de transição superior a 77 K, originando o grupo dos supercondutores (SC - SuperCondutores) de segunda geração no qual se incluem os materiais supercondutores de alta temperatura (SAT). Os SAT podem ser arrefecidos com azoto líquido, sendo este de mais fácil obtenção e menos dispendioso que um sistema de criogenia (crióstato ou utilizando hidrogénio (H_2) ou o Hélio (He) líquido).

Os materiais supercondutores foram utilizados em máquinas eléctricas, pela primeira vez, no primeiro motor em folha de neodímio em 1960 [Bozorth] [Grant]. Utilizando materiais supercondutores para substituir os enrolamentos das bobinas, consegue aumentar-se a densidade de corrente, criando campos muito mais intensos (na ordem dos 5, 6 T), aumentando assim o rendimento das máquinas onde estes são empregues. No entanto não há vantagem, nesta prática, quando se utiliza circuitos magnéticos de ferro, devido ao facto de associado a este material aparecer o fenómeno de saturação magnética.

Quando se troca o rotor do motor de alumínio por materiais supercondutores de alta temperatura podem aparecer problemas uma vez que os materiais supercondutores, sendo na sua grande maioria cerâmicos, são materiais muito frágeis. Apesar de apresentarem esta desvantagem podem ser incorporados na construção do rotor se for usada uma geometria apropriada, como é o caso do motor em estudo, uma vez que o pedaço de material a adquirir deve ter a geometria de um disco o que não é das geometrias mais difíceis de conseguir.

Ao se utilizarem materiais supercondutores, surge o principal problema que é a necessidade de se utilizar um sistema de arrefecimento (que pode ser um crióstato ou líquido de arrefecimento como azoto ou hélio líquido) de forma a obter temperaturas criogénicas (a qual depende do material supercondutor) para baixar a temperatura dos elementos SAT. Em contrapartida, há a salientar que o binário motor que se consegue obter no veio do motor é a principal vantagem destas máquinas de relativo interesse.

O desenvolvimento recente dos materiais supercondutores cerâmicos de alta temperatura veio permitir o seu emprego na construção de uma variedade de dispositivos electromagnéticos de potência. Entre estes dispositivos encontram-se, naturalmente, os motores eléctricos supercondutores que exibem um maior binário específico, factor de potência e rendimento do que os motores eléctricos clássicos correspondentes [Grant].

1.2 – Objectivos

Esta dissertação tem como objectivo o estudo e concepção de uma máquina eléctrica e o estudo do seu comportamento quando possui diferentes materiais a constituir o rotor do motor. Nomeadamente, os objectivos desta dissertação são:

- Proceder ao estudo teórico de como se consegue obter a comutação electrónica do número de pólos de um motor em disco, através das correntes que são injectadas nas bobinas dos semi-estatores.
- Proceder ao estudo teórico de qual o comportamento esperado quando o rotor (disco) do motor é em alumínio e em materiais supercondutores, fazendo uma revisão bibliográfica sobre supercondutores e supercondutividade.
- Projectar o motor em disco que se vai utilizar nesta dissertação, desde o projecto físico de todas as partes constituintes bem como o projecto da bobinagem.
- Analisar as características inerentes ao motor em disco com recurso a um programa comercial que permite a simulação por elementos finitos (Flux2D[®]).

1.3 – Sumário do Trabalho Desenvolvido

O trabalho referido nesta dissertação seguiu os seguintes passos até à conclusão:

- Revisão bibliográfica referente a máquinas eléctricas e métodos de controlo de velocidade, para introduzir parte da matéria em estudo, com especial atenção às máquinas de indução e ao controlo de velocidade utilizando a comutação do número de pólos.
- Revisão bibliográfica sobre motores eléctricos supercondutores de alta temperatura SAT e quais as áreas onde este tipo de motores são mais aplicados.
- Estudo do método de implementar a estratégia de controlo deste motor.
- Realização de simulações, com recurso a um programa de elementos finitos comercial (Flux2D[®]), com o objectivo de obter 2, 4, 6 e 8 pólos criados pelos semi-estatores.
- Realização de simulações, com recurso ao mesmo programa de elementos finitos, com o objectivo de perceber qual o comportamento do motor em disco quando este tem o rotor em alumínio e quando apresenta o rotor na forma de um disco SAT. Foram também realizadas simulações de forma a obter a resposta do motor quando se aplicam forças resistivas (cargas no rotor).

1.4 – Contribuições Originais

As contribuições originais desta dissertação são as seguintes:

- i. Implementação de um método que permite variar a velocidade/binário do motor em disco por comutação electrónica do número de pólos, implementando-se uma caixa de velocidades eléctrica.
- ii. Obtenção das características teóricas e simuladas do motor em disco, no que diz respeito à característica binário/velocidade e evolução temporal do binário e velocidade para diferentes cargas acopladas no motor em disco.
- iii. Verificação do comportamento síncrono quando o rotor do motor é um disco de material SAT, como por exemplo o composto cerâmico de ítrio (Y), bário (Ba) e óxido de cobre (CO), conhecido por YBCO, comportando-se este motor supercondutor como um motor de histerese.

1.5 – Organização da Dissertação

A presente dissertação encontra-se dividida em oito capítulos, para além do presente, Introdução, que estão enumerados e com uma breve descrição seguidamente:

II. Revisão Bibliográfica:

No segundo capítulo apresentam-se os assuntos que foram alvo de revisão bibliográfica para introdução teórica de toda esta dissertação, apresentando-se também o estado actual de desenvolvimento e pesquisa de motores supercondutores e técnica de controlo por comutação do número de pólos em motores.

III. Projecto e Construção do Motor:

No terceiro capítulo apresenta-se todo o dimensionamento e desenvolvimento do motor em disco de pólos variáveis desde o projecto de todas as partes físicas que constituem o motor até ao projecto de bobinagem do motor.

IV. Controlo do Motor:

No quarto capítulo apresenta-se as metodologias de controlo estipuladas e o conversor electrónico de potência que permite injectar as correntes nas bobinas do motor em disco.

V. Simulação do Comportamento do Motor:

No quinto capítulo apresenta-se simulações do motor em disco para obtenção dos pólos variáveis (2, 4, 6 e 8 pólos) e estimar qual o comportamento do motor quando o rotor é em materiais supercondutores ou em alumínio.

VI. Abordagem ao Controlo do Motor por Variação da Frequência e Comutação do Número de Pólos:

No sexto capítulo prevê-se e estuda-se uma metodologia de controlo de velocidade do motor em disco baseado no princípio da comutação electrónica do número de pólos e na variação da frequência.

VII. Apresentação do protótipo após construção:

No sétimo capítulo apresenta-se o motor desenvolvido procedendo-se à comparação com o previsto por software.

VIII. Conclusões e Investigações futuras:

Neste oitavo e último capítulo são realizadas as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido nesta dissertação retratando-se também o que faz parte de investigações futuras.

II. Revisão Bibliográfica

2.1 – Introdução

Este capítulo é dedicado ao motor em disco supercondutor. São relatadas as principais áreas de aplicação dos motores supercondutores com especial incidência sobre os motores em disco. Apresenta-se, também, as tradicionais técnicas de controlo de velocidade/binário dos motores de indução. Descreve-se, também, como se encontra actualmente e o que já há feito em termos de investigação e desenvolvimento no controlo de velocidade por comutação do número de pólos em motores, sendo este método de controlo de especial interesse.

2.2 – Motor em disco supercondutor

⊞ Supercondutividade

Um supercondutor do *Tipo II* só apresenta resistência nula em condições estacionárias (DC). Em condições nas quais existem variações, AC, um campo magnético alternado penetra dentro do supercondutor induzindo campos eléctricos causadores de perdas. As características destas perdas dependem da amplitude e da frequência do campo aplicado.

Num campo magnético aplicado com amplitude abaixo do campo magnético crítico inferior, H_{c1} , o supercondutor encontra-se no estado de Meissner e o campo penetra no supercondutor numa profundidade igual à profundidade de London, λ . Neste caso o elemento principal de perdas está relacionado com a aceleração dos electrões e as perdas AC só se verificam para altas frequências (> 100 MHz). Campos magnéticos superiores ao campo magnético crítico inferior, H_{c1} , penetram dentro do supercondutor através dos vórtices de Abrikosov.

O fluxo magnético, criado no estator, ao atravessar o material supercondutor, vai criar correntes persistentes, correntes essas que têm o nome de vórtices. Sabendo que o supercondutor que constitui o rotor é um supercondutor do tipo *II*, como o YBCO (acrónimo para o composto SAT Y-Ba-Cu-O), então quando este está no estado misto ($H_{c1} < H < H_{c2}$), o fluxo aparece distribuído por unidade quânticas denominadas *vórtices magnéticos*, linhas de fluxo, ou simplesmente fluxóides. Cada fluxóide contém um *quantum* de fluxo, sendo que o seu valor vale:

$$\Phi_0 = \frac{h}{2e} = \frac{6.6262 \times 10^{-34}}{2 \times 1.6022 \times 10^{-19}} = 2.068 \times 10^{-15} \text{ Wb} \quad \text{eq. 2. 1}$$

O fluxo magnético quantizado, Φ_0 , penetra no supercondutor através do núcleo de uma espécie de vórtice, estando este núcleo no estado normal, isto é não possuindo portanto, as características supercondutoras, nomeadamente a de repulsão do campo magnético. O campo magnético é máximo no centro do núcleo do vórtice, sofrendo um decaimento exponencial com a distância e constante espacial igual à profundidade de penetração de London, λ_L , da ordem de 10^{-7} m, como é possível observar na figura seguinte:

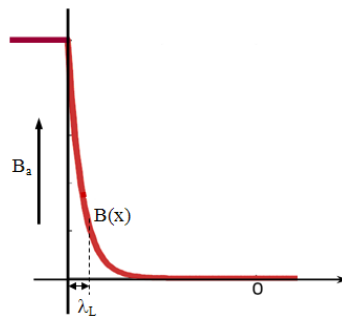


Figura 1 – Penetração de fluxo dentro de um supercondutor.

Um vórtice consiste num núcleo cilíndrico de fluxo magnético, alinhado com o campo aplicado, com um raio designado por *comprimento de coerência*, ξ , da ordem dos 10^{-8} m. Este núcleo está rodeado por um cilindro de supercorrentes que fluem num vórtice circular, numa espessura igual à profundidade de penetração, λ_L . A circulação das supercorrentes é gerada pela penetração de fluxo quantizado, Φ_0 , como se representa na seguinte figura:

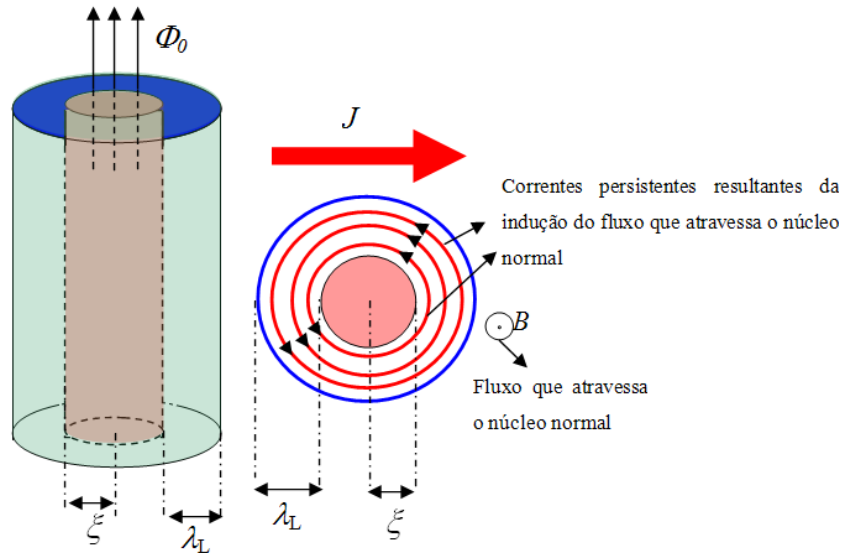


Figura 2 – A circulação das supercorrentes é gerada pela penetração de fluxo quantizado.

Este estado misto verifica-se nos supercondutores até que o campo magnético aplicado atinja o valor crítico superior H_{c2} .

A disposição dos vórtices no supercondutor quando este se encontra no estado misto é a seguinte:

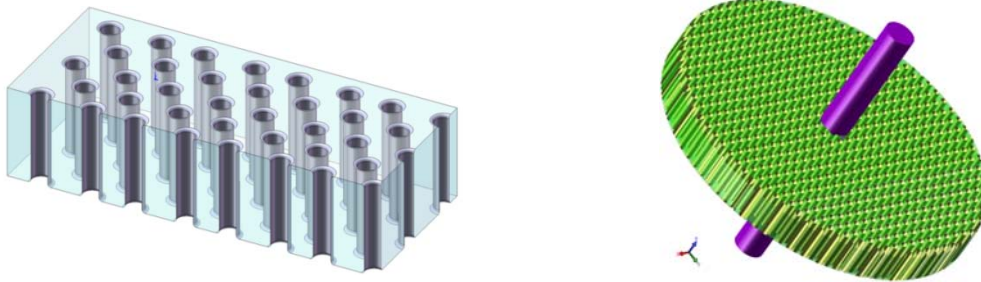


Figura 3 – Distribuição dos vórtices num supercondutor do tipo II, no estado misto (à esquerda um bloco e à direita um disco).

Se o supercondutor for puro, ou seja, sem qualquer impureza, e com a variação do campo magnético aplicado, os vórtices viajarão livremente pelo supercondutor, movimento esse que pode dar origem a dissipação de energia.

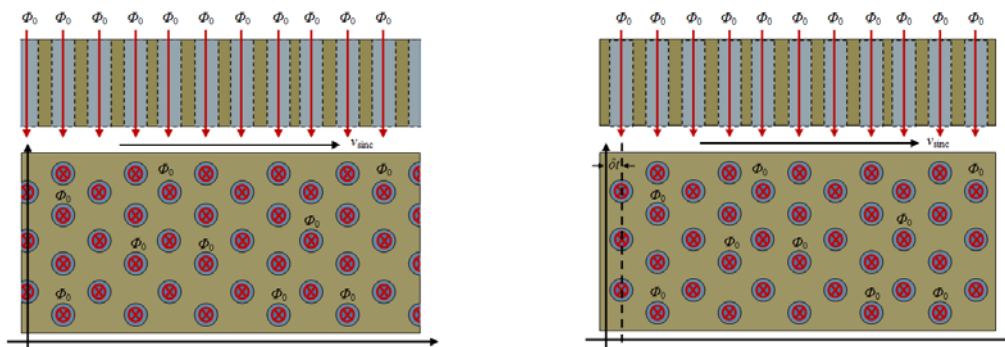


Figura 4 – Movimento dos vórtices quando $t = 0$ (esquerda) e passado um tempo δt (direita).

Ao se aplicar uma corrente ao supercondutor e na presença do campo magnético aplicado externamente os vórtices vão sofrer repulsão entre si. De acordo com a teoria electrodinâmica, a repulsão entre os vórtices pode ser descrita através da força de Lorentz \vec{F}_L dada pela interacção entre uma densidade de corrente eléctrica \vec{J} e um campo magnético \vec{B} :

$$\vec{F}_L = \vec{J} \times \vec{B} \quad \text{eq. 2. 2}$$

A força entre dois vórtices surge da interacção entre o campo magnético \vec{B} de um vórtice e a densidade de corrente \vec{J} proveniente de outro vórtice. O campo magnético \vec{B} integrado fora da secção transversal de um vórtice é igual a um fluxo quantizado Φ_0 orientado com os vectores de densidade de fluxo magnético, ou seja, $\vec{\Phi}_0 = \Phi_0 \cdot \hat{B}$, em que Φ_0 é o módulo do vector $\vec{\Phi}_0$ dando:

$$\vec{F}_L = (\vec{J} \times \vec{\Phi}_0) \quad \text{eq. 2. 3}$$

Com esta força existe dissipação no material, fazendo, com que parte do material aqueça. Em certos casos esta é suficiente para comprometer o estado de supercondutividade no supercondutor. Ao atravessar o supercondutor com uma densidade de corrente J e aplicando a este um campo magnético tem-se:

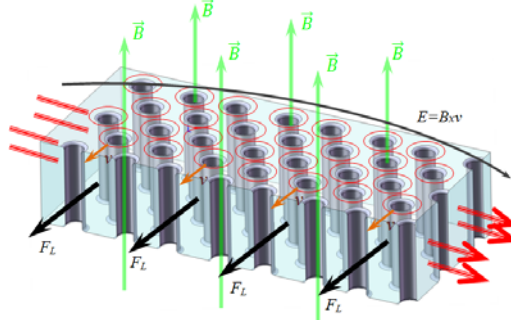


Figura 5 – Criação de uma força longitudinal quando o material supercondutor é atravessado por um campo de densidade magnética B e densidade de corrente J .

O movimento do fluxo magnético cria um campo eléctrico, \vec{E} , dado por:

$$\vec{E} = (\vec{B} \times \vec{v}) \quad \text{eq. 2. 4}$$

onde \vec{B} é o campo de indução magnético e \vec{v} a representar a velocidade de deslocamento dos vórtices, como é possível verificar na figura acima.

Os materiais não são perfeitos, todos apresentam imperfeições tais como não homogeneidade, impurezas, etc. Os defeitos existentes na amostra supercondutora

impedem o movimento dos vórtices até que a força de Lorentz não seja superior à de ancoragem, aparecendo o fenómeno de “*flux pinning*”, sendo uma possível tradução “ancoragem do fluxo”. Ao se aumentar a densidade de corrente, J , a força de Lorentz torna-se superior à força de ancoragem e os vórtices começam a viajar, sendo tal conhecido como o fluir do fluxo (“*flux flow*”). A velocidade de deslocamento dos vórtices é determinada da igualdade da força de Lorentz com a soma das forças de ancoragem e viscosidade.

Tais imperfeições são importantes para se ter ancoragem ou “*pinning*” dos vórtices. Os centros das “armadilhas” são definidos pela natureza do material e pelos defeitos que este apresenta. A eficácia destes é maximizada quanto o seu tamanho é comparável com o dos vórtices, isto é, quando apresenta um tamanho idêntico ao do comprimento de coerência, ξ .

A maioria dos vórtices, que inicialmente são cilindros paralelos ao campo magnético, passa pelas imperfeições, minimizando a sua energia, pois ficam presos nas imperfeições e defeitos. A disposição dos vórtices formam uma estrutura triangular, em que com a ancoragem de uns vórtices verifica-se uma obstrução à passagem dos outros vórtices e, por isso, os que não ficam aprisionados nas imperfeições, ficam retidos devido à obstrução causada pelos que ficaram presos. Com este fenómeno verifica-se dissipação de calor, podendo esta comprometer o estado de supercondutividade do material.

No caso de amostras supercondutoras com impurezas ou defeitos, os vórtices podem sofrer ancoragem (“*pinning*”) nestas regiões, como já foi referido. Havendo ancoragem de vórtices (figura abaixo), o comportamento magnético da amostra passa a depender da história magnética, ou seja, passa a existir histerese. A ancoragem de vórtices está relacionada com a densidade de corrente crítica.

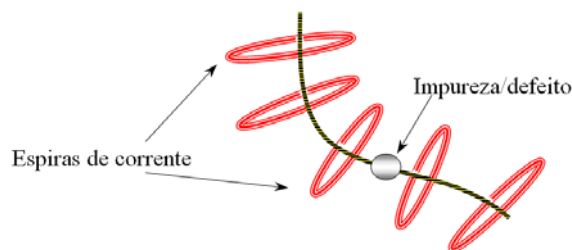


Figura 6 – Vórtice “ancorado” ou aprisionado numa impureza.

Esta relação manifesta-se da seguinte forma: os vórtices aprisionados numa amostra supercondutora, que transporta uma densidade de corrente J , estão sujeitos a uma

densidade de força de Lorentz F_L (equação 2.2) que tende a arrancá-los do centro de ancoragem.

Enquanto a força de Lorentz equilibrar a força de ancoragem, $F_L < F_A$, não existirá deslocamento dos vórtices através da região supercondutora. Quando este equilíbrio for desfeito, ou seja, quando $F_L \geq F_A$, os vórtices serão arrancados do centro de ancoragem e deslocar-se-ão através do supercondutor sob a acção da força de Lorentz.

Quanto mais intenso for a ancoragem, maior será a corrente necessária para arrancar o vórtice e causar a dissipação, definindo assim a relação entre a ancoragem e a densidade de corrente crítica J_c , como:

$$F_L = J_c \times \Phi_0 \quad \text{eq. 2. 5}$$

Os ciclos de histerese para os supercondutores *duros* são detectáveis quando as amostras apresentam defeitos, tais como impurezas, defeitos na rede cristalina, deslocamentos na rede, etc. Tais defeitos condicionam o deslocamento dos vórtices, escorando-os e restringindo o movimento destes.

Ao se suprimir o campo magnético aplicado, os vórtices desaparecem e a desmagnetização resulta reversível, isto é, não apresenta ciclo de histerese. Assim, materiais supercondutores *Tipo II* num estado muito puro e sem defeitos, não apresentam ciclo de histerese. Também para materiais do *Tipo I*, não existe o fenómeno de histerese, ou quase nenhuma, sendo que não interessa neste motor aplicar os materiais supercondutores do *Tipo I*, uma vez que se quer que haja ancoragem para que o motor rode.

❏ **Motores & Supercondutores**

Os motores em disco que utilizam materiais supercondutores de alta temperatura (SAT) têm sido utilizados principalmente em duas topologias, nomeadamente: motores em disco que utilizam elementos de materiais supercondutores, como o YBCO, na constituição do rotor [Marquez2] funcionando como magnetos, ou motores em que o rotor é um disco único em material supercondutor constituído, por exemplo, por YBCO [Álvarez1] ou BSCCO (acrónimo para o composto SAT Bi-Sr-Ca-Cu-O) [Nakamura] cujo comportamento é o de um motor de histerese. Estes compostos são cerâmicos logo, são quebradiços, fazendo com que existam problemas da aplicação de materiais supercondutores às máquinas eléctricas.

A primeira topologia faz com que o motor apresente um comportamento semelhante ao de um motor síncrono, enquanto a segunda apresenta um comportamento um pouco mais complexo. De facto, motores de histerese constituídos por materiais convencionais apresentam os dois comportamentos, síncrono e assíncrono [Martins]. Resultados experimentais quando se utiliza uma manga rotórica (cilindro) [Tsuboi] ou um disco [Álvarez2] em materiais SAT nos motores de histerese SAT mostram este duplo comportamento. O duplo comportamento relatado anteriormente não acontece quando se tem uma manga rotórica com baixa condutividade eléctrica como acontece nos materiais ferromagnéticos, mas sim devido às características de ancoragem (*pinning*) que os materiais SAT apresentam e aos fluxóides dinâmicos associados a este tipo de materiais [Álvarez3].

Os semi-estatores do motor em disco contêm as bobinas em materiais convencionais, como o cobre, utilizado nesta dissertação (ou em materiais supercondutores [Álvarez3], conseguindo-se neste caso se conseguem obter elevadas densidades de corrente) que permitem criar o campo girante que fará rodar o disco. O comportamento assíncrono desta máquina permite que se faça o controlo de pelo menos dois métodos diferentes, nomeadamente pela variação da velocidade síncrona do campo girante ou pela comutação do número de pólos nos semi-estatores do motor em disco. A primeira é facilmente alcançada utilizando inversores de electrónica de potência (motores SAT são geralmente controlados utilizados por este método [Joo]). O segundo método é um pouco mais complexo, existindo diferentes possibilidades de ser realizado como se faz em [Kostenko] em que a comutação é mecânica mas também pode ser feita de uma forma electrónica [Kelly]. As possibilidades apresentadas em [Kostenko] estão um pouco obsoletas e não muito úteis para esta dissertação pois são formas de comutar o número de pólos que se resumem a existirem diferentes configurações de ligações das bobinas no estator, fazendo-se a comutação mecânica por meio de alavancas ou interruptores. Contudo a electrónica de potência permite obter um diferente número de fases [Kelly] que em conjunto com o correcto projecto de bobinagem dos semi-estatores [Jiang] permite dominar melhor a comutação do número de pólos, tornando este método mais versátil.

Com a tendência que os motores em disco têm ganho para ser utilizados nos veículos eléctricos que utilizam a tecnologia das células de combustível [Rahman], esta estratégia de controlo por comutação do número de pólos permite implementar uma caixa de velocidades eléctrica. O hidrogénio líquido que é utilizado como combustível nas células de combustível, pode vir a ser também utilizado [Thomas] para arrefecer os materiais

supercondutores que constituem o rotor do motor em disco que está instalado no veículo eléctrico.

Segundo [Haldar], alguns dispositivos de electrónica de potência, apresentam melhor funcionamento quando arrefecidos a temperaturas criogénicas, do que à temperatura ambiente, apresentando menores perdas e menores tempos de comutação. Em [Pedro] verifica-se que isto não é totalmente verdade, em quatro dispositivos testados, sendo eles, o diódo, a ponte rectificadora, o transístor MOSFET e o transístor Bipolar NPN. Dos quatro dispositivos, dois deles apresentaram resultados que provam que a temperaturas criogénicas se obtém um rendimento melhor (díodo e transístor mosfet) e os outros dois não (o caso da ponte rectificadora em que quer seja a temperatura ambiente ou a temperatura baixa, apresenta a mesma resposta e o transístor bipolar).

A comparação entre motores que utilizam a topologia do motor em disco, já foi estudada utilizando tecnologias diferentes. Em [Bondrea] estuda-se o comportamento do motor em disco que utiliza magnetos permanentes (MP) e materiais supercondutores no seu rotor. O motor em disco supercondutor apresenta o rotor formado por vários discos de material SAT.

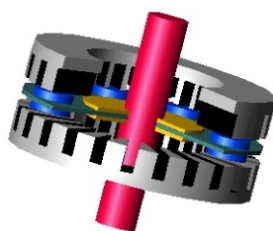


Figura 7 – Desenho do motor em disco usando rotor com materiais SAT [Bondrea].

Teoricamente, o binário esperado de um motor que utilize materiais supercondutores SAT seja três a cinco vezes superior ao binário obtido para a mesma máquina mas utilizando materiais convencionais [Bondrea]. Os resultados obtidos comprovam isso mesmo, como se pode observar em regime estático, a característica binário/posição angular para o motor em disco contendo o rotor magnetos permanentes e vários discos de materiais supercondutores (figura 8 a)), em AC.

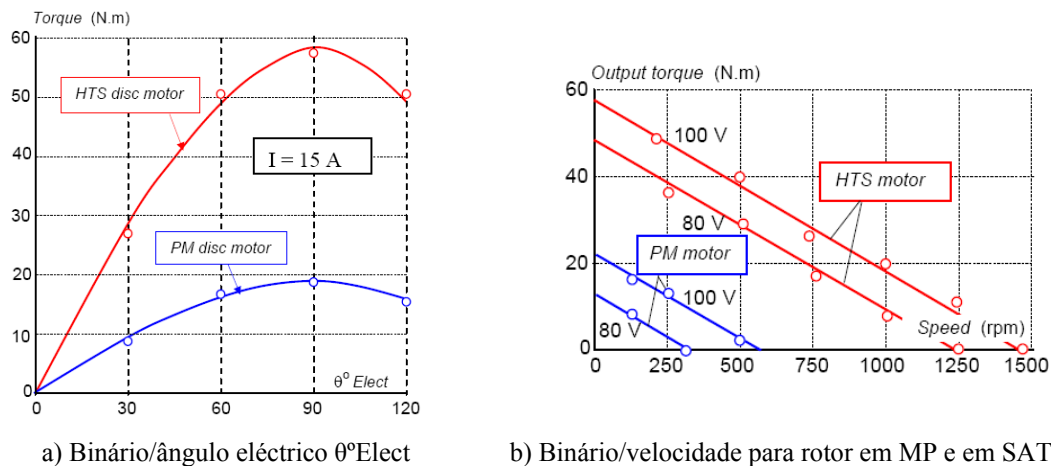


Figura 8 – Resultados obtidos em [Bondrea].

Os resultados mostram que o motor do disco de SAT produz um binário aproximadamente três vezes superior ao binário produzido por um motor em disco de MP do mesmo tamanho.

2.3 – Aplicações com motores supercondutores SAT

✚ Aplicação em navios

Este tipo de motores pode ser utilizado como motores de navios [Masur] [Pina]. Nos navios modernos, os sistemas de propulsão são grandes e pesados. Em muitas aplicações, isso obriga a que o resto do navio seja construído em torno de todo o sistema de propulsão. Os motores síncronos SAT de corrente alternada são uma alternativa, com as seguintes vantagens em relação a outras tecnologias de propulsão utilizadas noutros navios [Kalsi]:

↳ Binário cerca de três vezes superior ao desenvolvido por tecnologias alternativas, o que implica tamanho e peso reduzido em comparação com outros motores sendo compacto e robusto.

↳ Baixo ruído e rotores de pequeno volume apresentando compatibilidade com os accionamentos eléctricos navais e comerciais.

↳ Cerca de 98% de rendimento o que pode diminuir o consumo de combustível e custos operacionais do navio.

↳ Redução dos custos dos transportes, uma maior flexibilidade na instalação devido ao menor peso e de volume compacto, sendo mecanicamente simples, o que minimiza os custos de produção.

O facto dos motores SAT possuírem reduzido peso e volume permitem que estes possuam uma grande aplicabilidade [Kalsi]. Devido à ausência de perdas resistivas no rotor e ao projecto de todo o motor SAT, o rendimento não baixa quando o motor SAT está a operar com cargas reduzidas, como acontece com os motores de propulsão convencionais, reduzindo o custo operacional do navio.



Figura 9 – Motor síncrono superconductor para navios com 5000 cavalos, 1800 rpm, da American Superconductor, utilizando bobinas supercondutoras, testado em 2001 [Kalsi].

Também em [Miki] se faz o estudo e desenvolvimento um motor síncrono superconductor de fluxo axial para um sistema de propulsão a utilizar num navio, no qual o rotor é constituído por oito discos de materiais supercondutores (Gd-Ba-Cu-O), apresentando oito pólos, e sendo o estator composto por doze bobinas com enrolamentos de cobre. Em [Miki] apresentam-se algumas vantagens em utilizar materiais supercondutores com o princípio do campo magnético nos pólos em motores/geradores, nomeadamente:

(1) Não necessita de escovas nem anéis para injectar as correntes para excitar os “magnetos” supercondutores, uma vez que os materiais supercondutores, presentes no rotor são magnetizados por aplicação de um campo externo, criado com as bobinas dos estatores.

(2) A densidade de corrente crítica dos materiais supercondutores é superior à dos fios supercondutores, sendo necessário apenas aplicar um pulso de corrente à bobina de cobre presente no estator para magnetizar os discos de materiais SAT que se encontra no rotor, criando um par de pólos.

Em [Miki] seleccionou-se o motor em disco porque:

(1) Os motores de fluxo axial podem reduzir consideravelmente o tamanho/volume da máquina, já que o aumento do número de discos de materiais supercondutores no rotor, bem como as bobinas presentes no estator permite aumentar o binário do motor.

(2) Pode-se arrefecer os discos supercondutores presentes no rotor fazendo passar por eles líquido de refrigeração (como o azoto), que é injectado pelo veio do motor.

Com este motor consegue-se obter elevados valores de binário, que pode ainda ser aumentado utilizando, em vez de um, dois rotores que se encontram adjacentes um do outro (paralelo mecânico). O facto de não ter o motor mergulhado em líquido de refrigeração, mas sim este ser injectado através do veio do rotor e assim arrefecer os materiais supercondutores, também reduz as perdas por atrito viscoso do motor, aumentando o seu rendimento.

⊞ *Motor em disco com semi-estatores e rotor em supercondutores*

Também o grupo de investigação “Benito Mahedero” da universidade da Estremadura (Badajoz), desenvolveu um motor em disco puramente supercondutor, isto é, não existe material ferromagnético, apenas supercondutor, para o qual desenvolveram uma bobina de enrolamento único em materiais SAT de forma a implementar um motor de fluxo axial difásico. Cada bobina do estator é constituída por uma peça supercondutora com uma forma semelhante a um “S” (fig. 10), assente num plano perpendicular ao eixo. A corrente estatórica percorre esta peça, ao longo do “S”. Devido à dupla curvatura da peça, a corrente percorre-a circulando no sentido dextrógiro em meia peça e no sentido sinistrógiro na outra metade. Assim, cria-se um campo magnético paralelo ao eixo da máquina, apontando num sentido em meio estator e no sentido oposto no outro meio, criando-se assim dois pólos (fig. 10).

Como os circuitos do estator são cerâmicos supercondutores, o material tem que ser fabricado como no caso dos limitadores de corrente [Tixador] [Elschner]. Utilizando materiais SAT é possível produzir elevados campos magnéticos, podendo remover-se o núcleo ferromagnético e construir um motor de indução com o núcleo de ar.

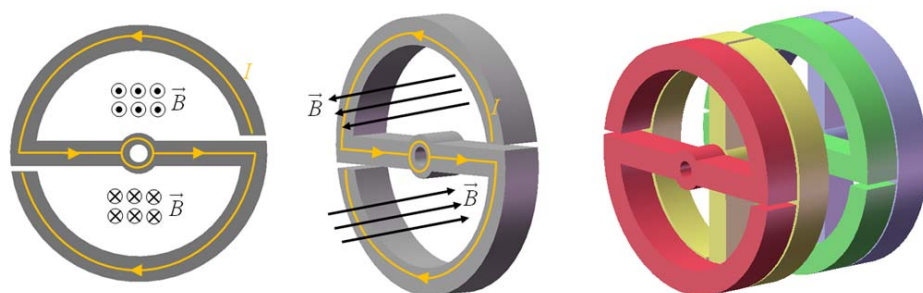


Figura 10 – Estator difásico e bipolar de um motor em disco supercondutor [Álvarez3].

Com as bobinas constituídas por cerâmicas (YBCO) concebeu-se um motor difásico com o rotor e os dois semi-estatores em materiais supercondutores. Desenvolveu-se um protótipo com dois semi-estatores e o rotor no meio de forma a obter maior estabilidade

mecânica [Álvarez3]. Os semi-estatores têm uma desfasagem relativa em torno do eixo de rotação de $\pi/2$ radianos, como se pode observar na figura acima.

O campo magnético gerado pela corrente flui através das bobinas interagindo com o disco SAT conforme descrito em [Marquez1] originando o regimes síncrono e o fenómeno de histerese. No regime síncrono, existe a ancoragem de fluxo (“*flux pinning*”) no disco supercondutor, não se movendo através do material, ou seja, o fluxo fica fixado ao disco supercondutor. No fenómeno de histerese, a perda da energia devida à variação da magnetização aplicada quando o campo se move em torno do disco cria o binário que origina o movimento [Álvarez3]. Este tipo de motor pode ser aplicado, por exemplo, no projecto de bombas de hidrogénio líquido.

■ **Energias Renováveis – Geradores Eólicos com motores em disco SAT**

As máquinas em disco supercondutoras têm sido consideradas no estudo de futuras aplicações em energias renováveis. Estes tipos de máquinas supercondutoras são, geralmente, utilizadas como geradores eléctricos síncronos, podendo estar instalados em geradores eólicos, geradores na energia das marés, turbo-geradores nas hídricas entre outros.

No caso de geradores eólicos, estes podem facilmente utilizar a máquina em disco supercondutora de pólos variáveis com o rotor em supercondutores que foi desenvolvido desta dissertação. No primeiro caso ter-se-ia que utilizar uma caixa desmultiplicadora enquanto no caso da máquina de pólos variáveis com uma estratégia de controlo adequada eliminar-se-ia a caixa desmultiplicadora.

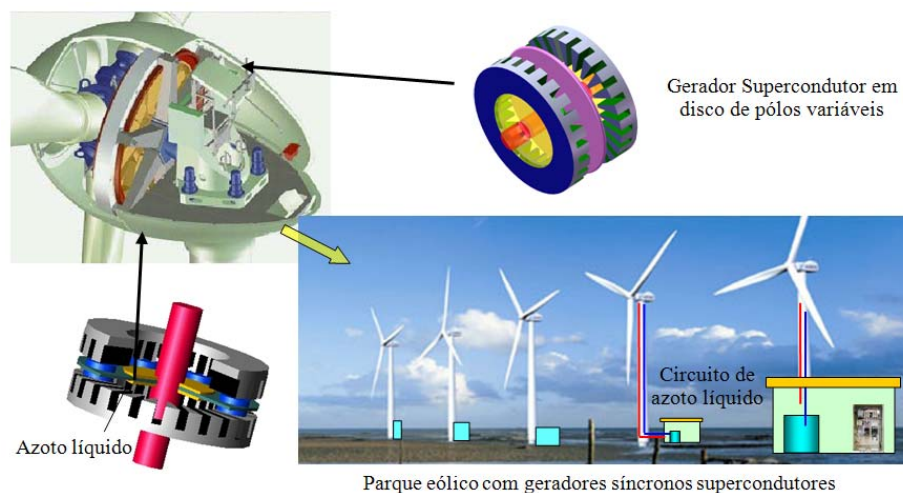


Figura 11 – Aplicação do motor em disco com supercondutores em geradores eólicos.

A principal desvantagem é o facto de ter um sistema de refrigeração que quando é líquido como o azoto ou hidrogénio líquido, exige manutenção, pois necessitam de sistemas de refrigeração robustos e fiáveis que garantam que os supercondutores estão permanentemente, ou pelo menos quando lhe é exigido, arrefecidos para assim se situarem no estado supercondutor.

✚ *Aplicação em Veículos Eléctricos*

Os motores em disco podem também ser utilizados em veículos eléctricos, sendo um dos objectivos desta dissertação o de projectar um motor em disco de pólos variáveis de forma a ser possível instalá-lo num veículo eléctrico. Podem ser utilizados tanto como accionamentos de pequenos dispositivos como os vidros eléctricos, limpa-pára-brisas, entre outros ou como motores em tracção eléctrica, por exemplo, num veículo eléctrico com carris (figura 12) de um comboio.

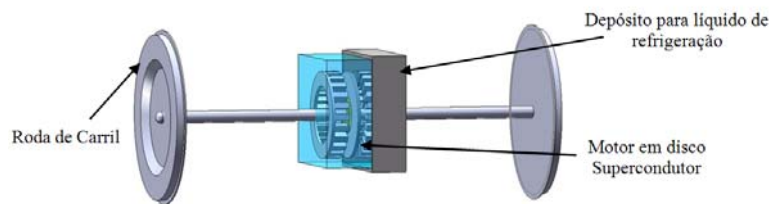


Figura 12 – Motor de tracção em um carril por exemplo.

Quer seja num comboio eléctrico ou num veículo eléctrico pode-se dimensionar de forma a haver um motor por roda ou um motor por cada par de rodas, dependendo da aplicação e do binário ou velocidade exigida para a aplicação.

2.4 – Regulação da velocidade de rotação dos motores assíncronos

O problema de regulação da velocidade dos motores eléctricos em geral e dos motores assíncronos em particular é um problema que deve ser estudado.

O problema da variação de velocidade nas máquinas de indução é um problema importante, sendo um dos factores que influencia a implementação deste tipo de motores em diversas aplicações. A velocidade de sincronismo de uma máquina de indução é dada por:

$$N_s \text{ (rpm)} = \frac{60 \times f}{p} \quad \text{eq. 2. 6}$$

em que N_s é a velocidade em rotações por minuto (rpm), f representa a frequência de alimentação das correntes que são injectadas nas bobinas dos estatores e p é o número de pares de pólos da máquina.

Considere-se o circuito equivalente da máquina assíncrona, simplificado de modo a não considerar o ramo transversal, seguinte:

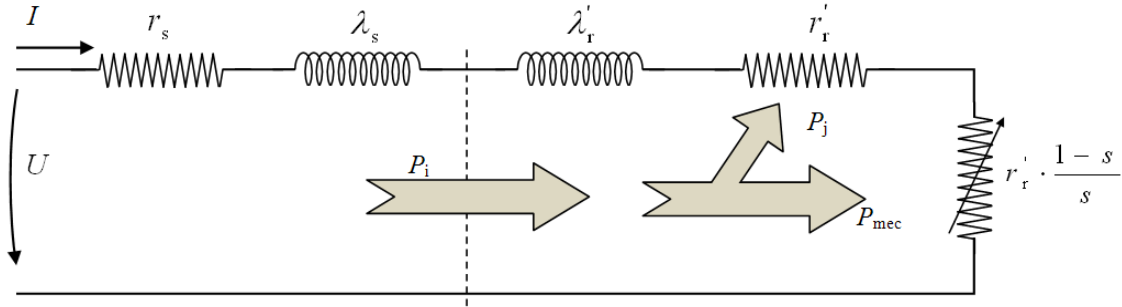


Figura 13 – Esquema equivalente da máquina de indução simplificado.

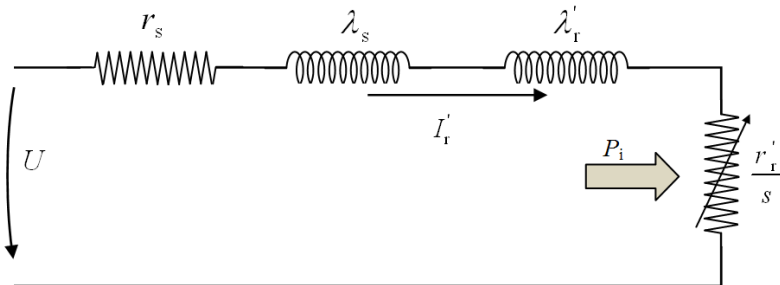
onde r'_s e $r'_r = m^2 \cdot r_r$ representam as resistências dos enrolamentos do estator e do rotor por fase, respectivamente, sendo a resistência do rotor, r'_r , reduzida ao estator e λ_s e $\lambda'_r = m^2 \cdot \lambda_r$ representam as reactâncias de dispersão por fase do estator e do rotor reduzido ao estator, respectivamente, em que m representa a relação de transformação.

A resistência $r'_r \cdot \frac{1-s}{s}$ traduz a potência mecânica que se consegue extrair do veio da máquina, também por fase, em que s representa o escorregamento.

A potência mecânica que se consegue produzir no veio é dada por:

$$P_{\text{mec}} = \text{resistência} \times \text{corrente}^2$$

O binário por fase e por número de pólos é $\frac{1}{\omega}$ vezes a potência mecânica (P_{mec}) mais a de Joule (P_{jR}) no rotor. Ou seja:



Por fase e número de pólos, o binário vale:

$$T = \frac{1}{\omega} \cdot P_i = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{r'_r}{s} \cdot I_r'^2 = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{r'_r}{s} \cdot \left(\frac{U}{Z} \right)^2$$

sendo Z o módulo da impedância do circuito, ou seja:

$$Z = \left| \left(r_s + \frac{r_r'}{s} \right) + j\omega(\lambda_s + \lambda_s') \right|$$

Se o valor do escorregamento s for baixo, ou seja,

$$s \rightarrow 0 \Rightarrow \left| \left(r_s + \frac{r_r'}{s} \right) + j\omega(\lambda_s + \lambda_s') \right| \rightarrow \frac{r_r'}{s}$$

e vem:

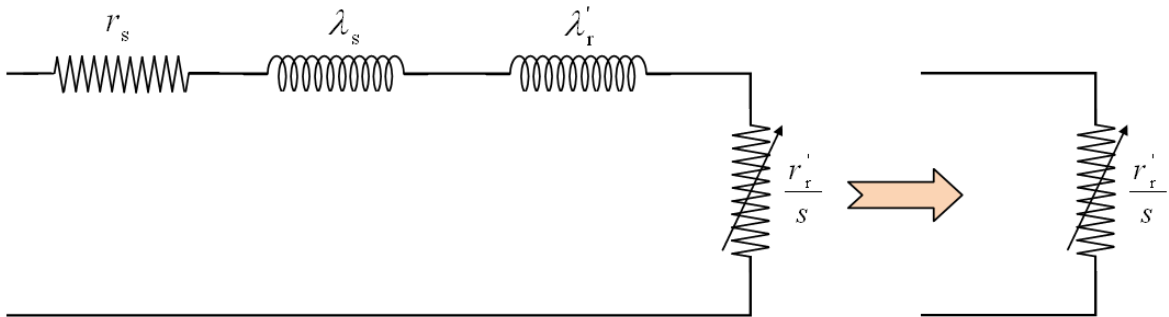
$$T = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{r_r'}{s} \cdot \frac{U^2}{\left(\frac{r_r'}{s} \right)^2} = \frac{U^2}{\omega} \cdot s \cdot \frac{1}{r_r'} = \left(\frac{U}{\omega} \right)^2 \cdot \omega \cdot s \cdot \frac{1}{r_r'}$$

Ou seja, vem que o binário, para valores de escorregamento baixos vem:

$$T \approx \left(\frac{U}{\omega} \right)^2 \cdot \omega \cdot s \cdot \frac{1}{r_r'} \text{ para } s \ll 1$$

Quando o valor do escorregamento convergir para valores mesmo muito próximos de um ($s \lll 1$) vem que:

$$\text{Se } s \lll 1 \Rightarrow \frac{r_r'}{s} \gg r_s \text{ e } \frac{r_r'}{s} \gg \omega(\lambda_s + \lambda_r')$$



Assim vem:

$$T \cong \left(\frac{U}{\omega} \right)^2 \times \frac{s \times \omega}{r_r'} \cong \left(\frac{U}{\omega} \right) \times I \quad \text{eq. 2.7}$$

De notar que a relação $\left(\frac{U}{\omega} \right)$ traduz o fluxo magnético gerado na máquina. Se o resultado desta relação for elevado poder-se-á entrar na fase de saturação do ferro. Se, pelo contrário, este quociente for baixo poder-se-á verificar a desmagnetização do ferro.

É possível variar a velocidade de rotação, pelo lado do estator, actuando-se nas seguintes variáveis:

- i. Variação da tensão de alimentação;

- ii. Variação da frequência de alimentação da rede;
- iii. Variação da frequência e da tensão de alimentação simultaneamente;
- iv. Variação do número de pares de pólos.

i. Variação da tensão de alimentação

A variação da tensão de alimentação pode ser feita por um auto-transformador ou por um conversor electrónico de potência. Sendo o binário motor proporcional ao quadrado da tensão aplicada, variando a tensão varia-se o binário disponível, logo a velocidade vai ser diferente. Este facto encontra-se representado na figura seguinte. O motor ao ser alimentado por duas tensões (V_1 , V_2) desenvolve duas curvas de binário (T_{M1} , T_{M2}). A intercepção das curvas com a carga dá o ponto de funcionamento do motor, o que corresponde a duas velocidades diferentes (N_1 , N_2):

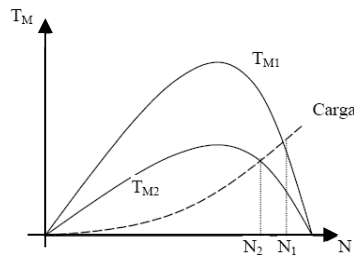


Figura 14 – Variação da Velocidade por variação da Tensão.

ii. Variação da frequência da rede

A regulação de frequência tem o inconveniente de exigir uma fonte de energia de frequência variável, isto é, a máquina não pode estar ligada directamente à rede. É um processo que pode ser realizado com a utilização de onduladores autónomos. Estes dispositivos são hoje facilmente construídos recorrendo a técnicas de electrónica de potência e são normalmente de dois tipos:

- Onduladores de corrente: A partir de uma corrente contínua fazem a sua ondulação, ou seja, transforma-se uma corrente contínua em m correntes alternadas com uma determinada forma, sinusoidal ou outra. São utilizados normalmente quando se pretende alimentar apenas uma máquina.
- Onduladores de tensão: A partir de uma tensão contínua produzem uma fonte de tensão alternada polifásica. Podem ser utilizados

alimentando um motor ou um grupo de motores que se queiram regular simultaneamente.

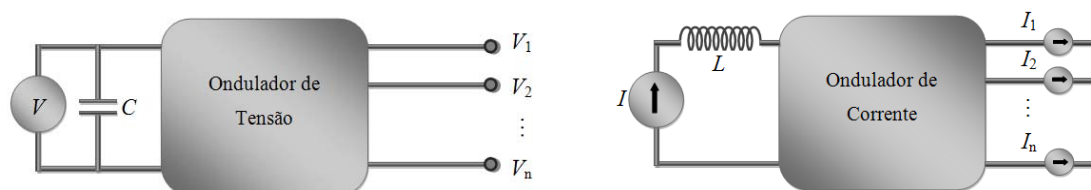


Figura 15 – Onduladores trifásicos de tensão e corrente.

Tanto os onduladores de corrente como os de tensão partem de uma forma contínua de energia (corrente ou tensão) de que se pode obter as n tensões que correspondem às n fases que se pretende no caso dos onduladores de tensão ou as n fases em corrente no caso dos onduladores de corrente.

Existe a possibilidade de se obter directamente da rede alternada uma fonte de energia de frequência regulável. Os dispositivos que o permitem fazer são os ciclo-conversores. Contudo a frequência máxima que eles permitem fornecer está limitada a um terço da frequência da rede. São normalmente usados para dispositivos de baixa velocidade e de potência elevadas (MW).

A variação de velocidade por variação de frequência deverá ser acompanhada por uma variação simultânea da tensão de alimentação. A relação entre tensão e frequência a ser usada depende do tipo de carga que se pretende accionar.

Entre as numerosas possibilidades de regulação de velocidade com os vários tipos de cargas, destacam-se 3 casos:

- 1) Com binário constante.
- 2) Com potência constante.
- 3) Com binário proporcional ao quadrado da frequência.

Em [Kostenko] demonstra-se que, se desejar que um motor trabalhe com várias frequências e com valores de rendimento, factor de potência, capacidade de sobrecarga e de frequência de escorregamento praticamente constantes, deve fazer-se, simultaneamente com a variação de frequência, uma variação de tensão de alimentação que depende da frequência e do binário da forma seguinte:

$$\frac{U'_1}{U_1} = \frac{f'_1}{f_1} \sqrt{\left(\frac{T'}{T}\right)} \quad \text{eq. 2. 8}$$

onde U', f', T são a tensão, a frequência e o binário numa situação e U_1, f_1, T as mesmas grandezas na outra situação.

Para a situação 1), ou seja, para binário constante, tem-se que:

$$\frac{U'}{U_1} = \frac{f'}{f_1} \Leftrightarrow \frac{U_1}{f_1} = \frac{U'}{f'} \quad \text{eq. 2. 9}$$

Quanto à segunda situação, em que a potência é constante, o binário do motor varia aproximadamente em proporcionalidade inversa relativamente à velocidade, ou seja:

$$\frac{T'}{T} \approx \frac{f_1}{f'} \quad \text{eq. 2. 10}$$

de onde vem

$$\frac{U'}{U_1} \approx \sqrt{\frac{f_1}{f'}} \quad \text{eq. 2. 11}$$

iii. Variação da frequência e da tensão de alimentação simultaneamente

Os sistemas modernos de controlo de velocidade baseados em conversores electrónicos de potência permitem controlar ao mesmo tempo a tensão e a frequência de alimentação, permitindo um mais adequado arranque e controlo de velocidade dos motores de indução.

iv. Controlo vectorial

O controlo vectorial é um método de controlo no qual o microprocessador principal do inversor de frequência estima os valores de fluxo magnético do motor, comparando-o com valores de tensão e corrente medidos, para controlar a rotação do motor de forma o mais preciso possível. Todos os cálculos são realizados em tempo real e um esquema de disparo dos transístores de potência é determinado para a técnica PWM.

Através dos valores das correntes e tensões medidos que é possível obter-se a partir do motor, consegue-se calcular a onda sinusoidal espacial de força magnetomotriz que se propaga ao longo do semi-estator e o fluxo magnético. Assim é possível prever o próximo vector de corrente e tensão e através da electrónica de potência e de um microprocessador injecta-se as correntes nas bobinas do estator. Assim é possível controlar a velocidade e o binário do motor.

v. Variação do número de pares de pólos da máquina

Nesta dissertação este é o método de especial interesse pois é um dos objectivos conseguir variar a velocidade de rotação do motor em disco através da comutação do número de pares de pólos do motor.

O que já há feito por vários autores é a variação mecânica que consiste na comutação mecânica de enrolamentos presentes no estator do motor. O que se pretende nesta dissertação é fazer a comutação electrónica e não mecânica dos pólos do motor. Este método funciona através do controlo das correntes injectadas nas bobinas dos estatores do motor em disco. Apresenta a desvantagem de ter que ser auxiliada por um computador com um microprocessador e de diversa electrónica de potência.

No método de comutação mecânica, os enrolamentos do estator são projectados de forma que, alterando as ligações das bobinas, o número de pólos possa ser alterado nas relações 2:1, 4:1, etc., ou seja, é um processo em que os motores possuem enrolamentos especiais que permitem, segundo o modo de ligação, obter números diferentes de pares de pólos, sendo um o dobro do outro (2 e 4 pólos, 4 e 8 pólos, 6 e 12 pólos, etc.). Consegue, portanto, obter-se apenas duas velocidades (alta velocidade – AV e baixa velocidade – BV).

Para a regulação da velocidade de rotação dos motores por variação do número de pólos sabe-se que a velocidade de sincronismo é dada pela relação da equação 2.6. Se a frequência f é constante, fazendo variar o número de pares de pólos, p , a velocidade de sincronismo N_{sinc} variará, aumentando se houver uma diminuição do número de pares de pólos e diminuindo se, em contrário, houver um incremento do número de pares de pólo, pois para uma frequência constante, a velocidade de rotação é inversamente proporcional ao número de pares de pólos no estator.

Geralmente os motores que funcionam com comutação mecânica de pólos são máquinas em que os diferentes números de pares de pólos (normalmente 2 números na razão de 1:2) são obtidos por diferentes ligações nos seus enrolamentos do estator. Na figura 16 a) estão indicadas as ligações para a obtenção de oito pólos e 4 pólos como se pode verificar na figura 16 c). As figuras 16 b) e d) representam as correspondentes ondas de força magnetomotriz. Note-se que a forma destas duas ondas é diferente em cada um destes casos.

A figura 17 representa o esquema de ligações de uma das montagens mais utilizadas baseadas neste princípio, isto é, a ligação Δ -YY, caso particular da montagem de

Dahlander, que consiste num motor trifásico que permite a variação de velocidade através da comutação de pólos através da ligação de Dahlander. Através das ligações do estator é possível obter-se uma relação de pólos de 1:2 o que corresponde a mesma relação de velocidade, ou seja, consegue-se implementar um motor com apenas duas velocidades.

Como se pode verificar consegue-se consoante o tipo de ligações obter duas velocidades, a velocidade baixa (BV) e a velocidade elevada (AV), em que consoante também o tipo e a ligação consegue-se três situações: mantendo o binário do motor constante, mantendo a potência do motor constante e fazendo o binário variar quando passa de uma velocidade para a outra. A escolha depende do tipo de carga a ser accionada. Por exemplo: nas bombas centrífugas e ventiladores, o binário aumenta quadraticamente com a velocidade, portanto é variável.

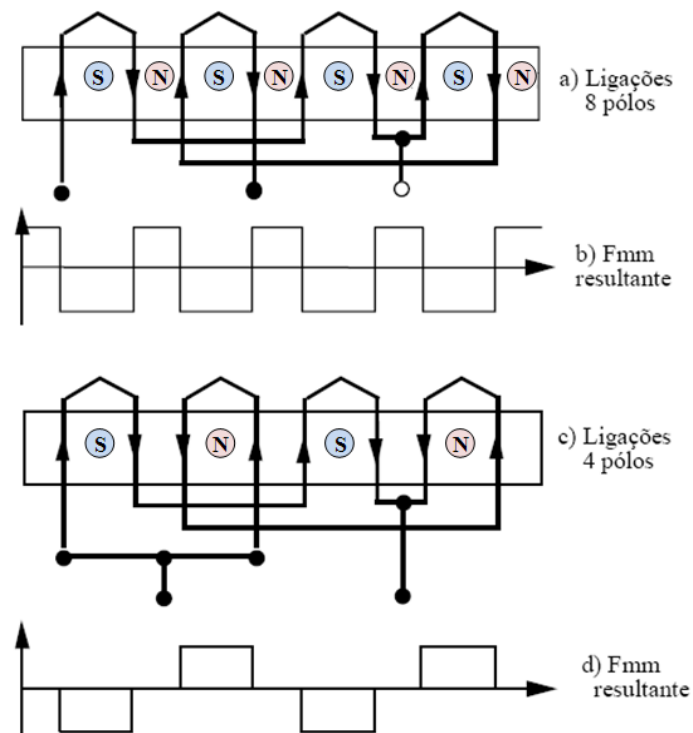


Figura 16 – Comutação mecânica do número de pólos na comutação 2:1.

Ou seja, o que acontece quando se mantém constante o binário do motor é que consoante o tipo de ligação se consegue uma baixa velocidade (BV) ou alta velocidade (AV), ou seja, de uma forma genérica o que se tem é o seguinte:

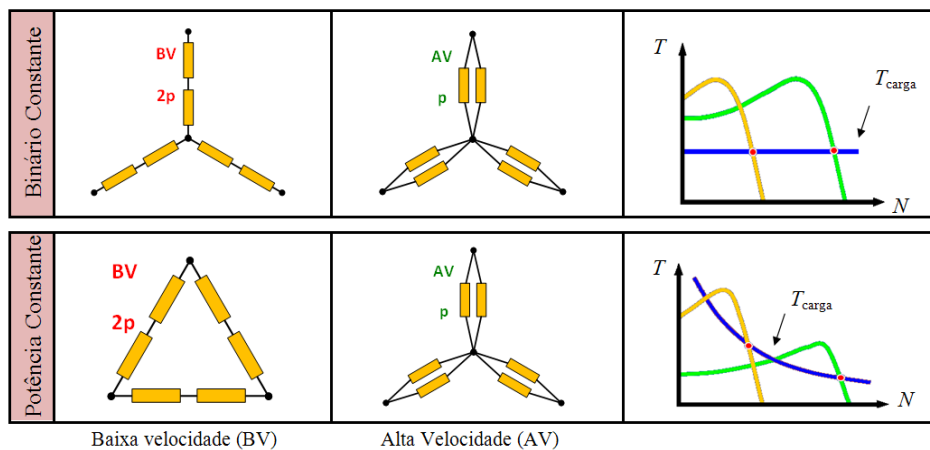


Figura 17 – Esquema de ligações da montagem de Dahlander Δ -YY.

Através da comutação mecânica do número de pares de pólos, isto é, seleccionando a configuração de bobinas consegue obter-se velocidades baixas (BV) e comutando para outro tipo de configuração das bobinas estatóricas consegue-se velocidades mais elevadas (AV).

Existem também os motores com enrolamentos estatóricos independentes. Este tipo de motores possuem dois enrolamentos no estator electricamente independentes e com diferente número de pólos, a que correspondem duas velocidades de sincronismo diferentes. As duas velocidades obtêm-se ligando à rede um ou outro enrolamento. A relação entre as velocidades pode ser qualquer pois depende do número de pólos de cada enrolamento, podendo-se ter máquinas mais “agressivas” ou mais suaves. Entenda-se como máquinas “agressivas” as que têm maior diferença entre o número de pólos de um e de outro enrolamento, por exemplo, 2 pólos num e 12 no outro. Nestas máquinas o arranque faz-se alimentando o enrolamento com mais pólos (por exemplo, 12 pólos, correspondente a uma velocidade de sincronismo de 500 rpm à frequência de 50 Hz), comutando-se depois para o enrolamento com menos pólos (neste exemplo, 2 pólos, a que corresponde a 3000 rpm a 50 Hz).

Apesar de ser um método robusto e eficiente, tem as desvantagens de só se poderem obter velocidades discretas e de o estator ser mais complexo, aumentando o custo do motor.

Por parte do rotor a variação da velocidade pode ser alterada através de:

- i. Variação das resistências rotóricas.
- ii. Por recuperação de energia criada do rotor, não por efeito de Joule, mas reinjectando-a na rede (cascata hipossíncrona).

A variação de velocidade por variação de resistências no circuito do rotor só é possível para a máquina de rotor bobinado. Tem a vantagem de manter o binário máximo acessível, mas faz-se à custa de uma dissipação de energia em resistências exteriores. É utilizado especialmente em máquinas de potência considerável. Este processo de variações de velocidade encontra-se ilustrado na figura 18.

Em máquinas de elevada potência ($P \approx 1$ MW) a potência dissipada nas resistências exteriores pode tomar valores bastante elevados de tal forma que as perdas na máquina tomam valores desprezáveis face a esta potência. Neste caso tem-se aproximadamente

$$\eta = 1 - s \quad \text{eq. 2. 12}$$

Daqui se conclui que este processo de regular a velocidade se fez à custa do rendimento do sistema.

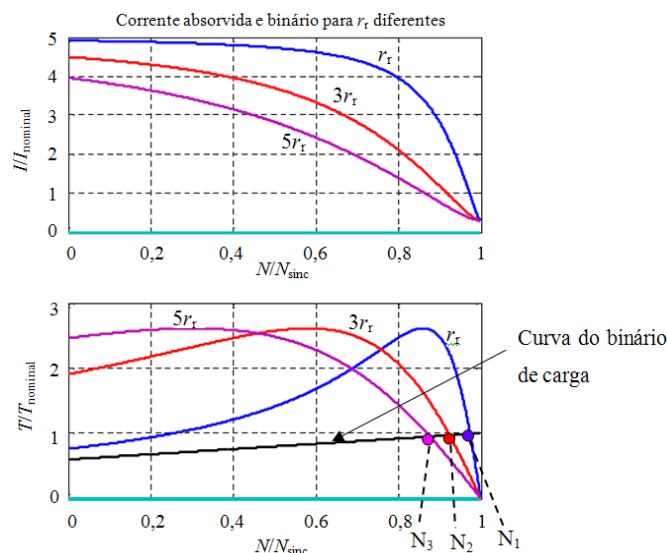


Figura 18 – Variação da velocidade por variação das resistências rotóricas.

O que acontece de certa forma é que, variando o valor das resistências rotóricas consegue variar-se as curvas binário em função da velocidade fazendo com que a curva do binário de carga intersecte esta curva para diferentes valores de velocidade, definindo portanto, diferentes valores de velocidade consoante o valor que se impõe de resistência dos enrolamentos do rotor. O aumento do valor da resistência dos enrolamentos presentes no rotor implica uma diminuição da velocidade logo, arranca-se o motor com uma resistência rotórica bastante elevada e posteriormente diminui-se, idealmente, até zero de forma a alcançar a velocidade mais elevada, o que não é possível uma vez que não há nenhum material condutor eléctrico que apresente resistência nula.

Há ainda outra hipótese de variar a velocidade de rotação pelo rotor, consistindo em retirar a energia do rotor, não por efeito de Joule, mas reinjectando-a na rede (com o rotor

bobinado: a sua corrente é rectificada e reondulada e reinjectada na rede) conhecida como cascata hipossíncrona ou “sistema de recuperação de energia de escorregamento”. O princípio de funcionamento desta técnica é semelhante ao controlo de velocidade por variação das resistências rotóricas. No caso da cascata hipossíncrona a energia que se dissiparia nas resistências é recuperada e enviada de novo para a rede de energia.

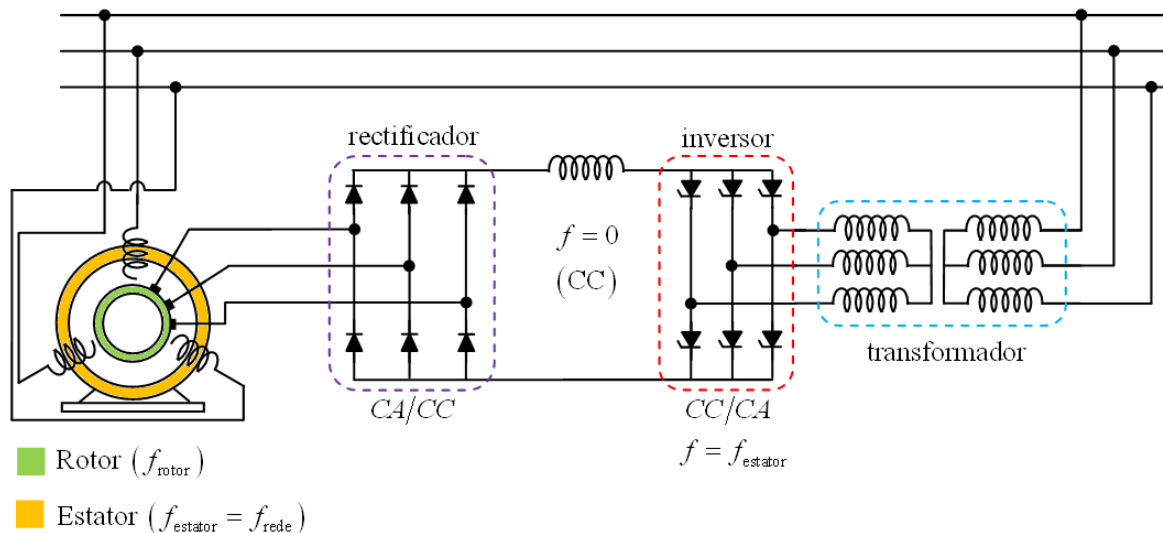


Figura 19 – Variação da velocidade por meio de uma cascata hipossíncrona.

Em processos de comando da máquina assíncrona em que a variação de velocidade é obtida por variação significativa do escorregamento resultam perdas adicionais por efeito de Joule que degradam o processo de conversão de energia. Nas máquinas de indução de rotor bobinado é possível ultrapassar este inconveniente actuando directamente no rotor através de uma tensão aplicada a este circuito. Na figura 19 apresenta-se uma solução designada por cascata hipossíncrona. A máquina de indução tem o estator alimentado directamente pela rede trifásica de distribuição de energia eléctrica. O rotor fornece energia eléctrica ao exterior por intermédio de um rectificador não controlado. Um inversor não autónomo comandado ligado à rede de distribuição de energia permite estabelecer a tensão contínua de saída do rectificador. Em consequência, o comando do inversor estabelece o valor da amplitude do sistema trifásico de *f.e.m.* aplicada ao rotor e, portanto, define o trânsito de potência o rotor devolve à rede de distribuição de energia. Na figura 20 apresenta-se um diagrama para tipificar o trânsito de potência na cascata hipossíncrona. Os conversores electrónicos controlam o trânsito de potência que o rotor entrega à rede de distribuição de energia eléctrica e através deste processo alteram as condições de funcionamento da máquina assíncrona, nomeadamente a sua velocidade.

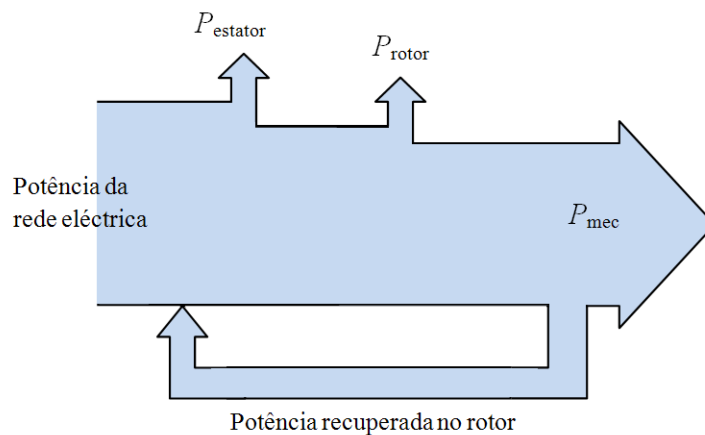


Figura 20 – Diagrama do fluxo de potência na cascata hipossíncrona.

2.5 – Comutação do número de pólos de um motor

A comutação de pólos de motores eléctrica já havia sido pensada, por volta do princípio da década de 80, Kostenko faz a comutação mecânica nos enrolamentos das bobinas dos estatores onde, dependendo da configuração se conseguia criar pólos na razão 2:1 [Kostenko].

Surge o conceito de motor de pólos variáveis por comutação mecânica das bobinas estatóricas tal como aparece também um novo motor de enrolamentos estatóricos independentes que, tal como foi referido anteriormente, permite tantas velocidades quanto o número de enrolamentos independentes, se bem que, geralmente se utiliza apenas dois enrolamentos alcançando-se apenas duas velocidades. Cada enrolamento está projectado para dar um determinado número de pólos e portanto fazendo a comutação entre os enrolamentos consegue obter-se tantas velocidades quanto o número de enrolamentos independentes que existem no estator da máquina.

Também na década de 80, com o desenvolvimento de semicondutores de potência com excelentes características de desempenho e fiabilidade, foi possível a implementação de sistemas de variação de velocidade electrónicos.

Com o passar dos tempos aparece também outro tipo de motores, como é o caso do motor de indução de pólos variáveis no estator que é facilmente aplicável a motores de indução com gaiola de esquilo, pois o rotor em gaiola adapta-se a qualquer número de pólos, p , possuindo sempre o mesmo número de pólos que o estator.

Por volta de 1997/98 surge um pedido de patente nos EUA, que refere uma potencial ideia para a comutação electrónica do número de pólos de uma máquina de indução [Belyo].

Entretanto, apareceram outros processos e outras máquinas de variação de velocidade por comutação do número de pólos, nomeadamente:

a. Por modulação da amplitude do pólo (PAM – Pole Amplitude-Modulation)

Este método de controlo da velocidade permite uma variação de velocidade discreta, uma vez que o número de pares de pólos é um valor inteiro, sendo possível obter uma relação de velocidade 1:2 com um único enrolamento [Ishii]. É um método que permite modular a força magnetomotriz (*f.m.m.*) que é criada pelas correntes que percorrem as bobinas do estator [Hiroyuki]. Uma forma de variar o número de par de pólos do motor é ter um enrolamento independente para cada número de pólos com um interruptor externo para comutar para o número de pólos que se pretende [Kostenko]. Uma melhor solução é a de ter um único enrolamento, de tal forma que o número de pólos do motor pode ser comutado apenas alterando as ligações das bobinas. A técnica de modulação da amplitude do pólo (*PAM – Pole-Amplitude Modulation*) permite obter valores de pares de pólos, p , de 4, 5 e 6 que se consegue apenas com um único enrolamento, permitindo um grau de liberdade no controlo da velocidade do motor.

O método de controlo de velocidade por modulação da amplitude do pólo é restrito ao tipo de motor e ao número de pólos no estator (Edwards 1991; Slemon 1966). Tal como o método convencional, também este é um método de variação de velocidade discreto simples, eficiente e adequado a aplicações como elevadores, motores de tracção, etc. [Ogbonnaya] [Ishii]

Embora seja basicamente um único enrolamento, um motor em gaiola de esquilo com duas velocidades, o motor *PAM* dispõe de uma excelente característica que torna versátil em várias aplicações, possuindo um rendimento elevado, especialmente nos casos em que os picos de carga de operação não são desejados. O motor *PAM* não tem de ser projectado com a relação de velocidades 2:1, pode ser construído para qualquer das seguintes relações de velocidade: 600/500, 750/600, 750/500, 500/428, 750/428, 230/150, 375/300, 1000/750 e 1500/1000 rpm, entre outras. Esta grande variedade de combinações de duas velocidades dá ao motor *PAM* um leque muito mais alargado de aplicação do que as convencionais máquinas de enrolamento único.

O motor *PAM* funciona segundo um princípio muito simples: sobrepondo uma frequência alternada a outra frequência alternada produz tanto a soma como a diferença dessas frequências, por exemplo: um motor de indução que rode a 750 rpm, apresentando

uma onda com 8 pólos à frequência de 50 Hz ($3000/4 = 750$ rpm). Através de ligações específicas nas bobinas, segundo uma determinada sequência dependendo na nova velocidade, é possível obter uma segunda velocidade, produzindo o segundo campo magnético, com por exemplo, 2 pólos. Esta sobreposição do campo com 2 pólos com o campo com 8 pólos resulta na soma e subtracção desses dois campos, nomeadamente um conjunto de dois campos com 10 e 6 pólos, respectivamente. O resultado final da “Modulação por Amplitude de Pólo” (*PAM*) é um motor de indução AC com duas velocidades distintas e fixas (750 rpm para o conjunto (*4 pares de pólos a 50Hz*) e 600 rpm para (*5 pares de pólos a 50Hz*)). O motor *PAM*, de facto, difere do motor de indução AC convencional apenas no seu desenho das ligações das bobinas.

O motor *PAM* não é um accionamento variável de velocidade. É projectado para funcionar a duas velocidades distintas e fixas. Uma máquina de enrolamento único convencional pode operar em dois valores velocidades fixos, a relação das velocidades geralmente é sempre 2:1, por outro lado, as duas velocidades distintas, independentemente da relação das velocidades, pode sempre ser obtido, mas são necessários dois enrolamentos de forma a conseguir isso, a menos que se utilize o princípio de funcionamento do motor *PAM*.

As vantagens do motor *PAM* de enrolamento único sobre o motor de dois enrolamentos são:

- Nos motores *PAM* é necessário apenas um enrolamento.
- O desenho do enrolamento único tem a ver directamente com o rendimento do motor.
- Os motores *PAM* são até 25% mais leves e mais pequenas.

Relativamente ao processo de comutação de velocidade, que é feita electronicamente, normalmente o comutador é instalado junto do motor de forma a reduzir o tamanho de cabos. Existem seis condutores (três para cada velocidade) como se pode verificar na figura seguinte:

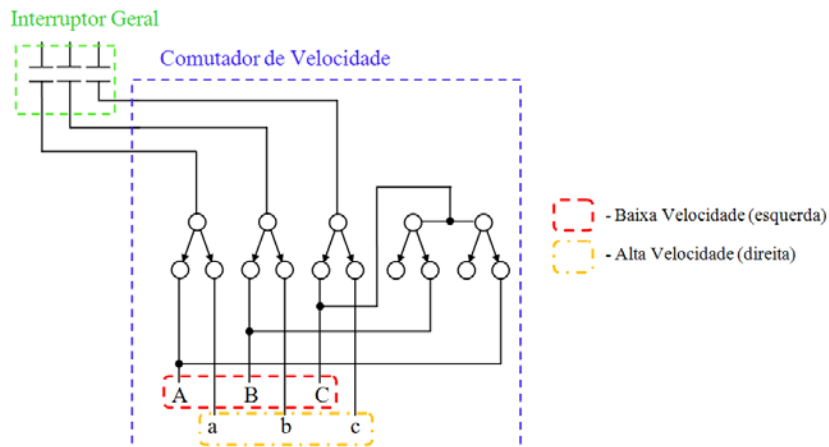


Figura 21 – Comutação de velocidades nos motores PAM [Eepublishers].

Ao se fazer arrancar o motor no modo de operação a baixa velocidade (*low speed*), mantém-se o interruptor geral fechado. Para comutar para a alta velocidade quando o motor estiver em operação, abre-se o interruptor geral, e o interruptor de velocidades é comutado de uma configuração para outra (de [A;B;C] para [a;b;c] para passar de baixa velocidade para alta velocidade), fechando posteriormente o interruptor geral e a partir desse ponto o motor, com a nova configuração acelera. No processo de comutação não se interrompe a corrente. É importante, no entanto, fazer com que o fluxo magnético no entreferro diminua antes de finalmente fechar o interruptor geral. Esta pausa normalmente demora cerca de um a dois segundos, dependendo do tamanho motor.

As principais vantagens deste tipo de motores são as seguintes:

- ♦ Poupança de energia quando as cargas são reduzidas.
- ♦ No investimento inicial os custos são menores do que quando comparado com outra máquina de duas velocidades. Tal como o motor de enrolamento único, o motor *PAM* é leve, pequeno e apresenta um rendimento mais elevado do que um motor de dois enrolamentos para a mesma aplicação.
- ♦ Usa correntes reduzidas no arranque quando é utilizado o modo de operação em baixa velocidade. Utilizando o motor *PAM* em operação de baixa velocidade para accionar cargas de inércia elevada reduz o aquecimento do rotor do motor até 40% e prolonga-se a vida útil do motor.
- ♦ Reduzido desgaste no accionamento de equipamentos (e menos ruído) durante a operação a baixa velocidade.
- ♦ Neste motor as velocidades são comutadas eletronicamente, não mecanicamente, não sendo necessário, por isso, mais aparelhos entre o motor e o equipamento a accionar.

A velocidade nos motores *PAM* é comutada electricamente em vez de mecanicamente, tal como o método também utilizado nesta dissertação. É um tipo de motores que é mais barato que um motor semelhante de duas velocidades e com dois enrolamentos no estator, uma vez que utiliza menos cobre.

As velocidades mais comuns para este tipo de motores são as seguintes: 900/720, 1200/720, 1200/900, 1800/720, 1800/1200, 3600/720 e 3600/900 rpm.

b. Magnetos permanentes – motores de memória

Aparece também um novo conceito de motores na variação de velocidade que são os motores de memória constituídos por magnetos permanentes. Os motores de memória têm a capacidade de variar a intensidade da magnetização e memorizar o nível da densidade de fluxo nos magnetos presentes no rotor.

Um motor de memória pode ser uma máquina de comutação do número de pólos ou uma máquina de fluxo variável. Em ambos os tipos de motores é possível variar a magnetização dos magnetos permanentes de uma forma simples, através de um pequeno pulso de corrente, sem a necessidade de uma corrente de desmagnetização permanente [Ostovic1]. A corrente de desmagnetização flui através dos enrolamentos estatóricos, tendo origem na mesma fonte que cede a corrente para o estator.

Os motores de magnetos permanentes convencionais possuem um número de pólos constante e funcionam a frequência constante conseguindo obter-se apenas uma velocidade. Se a máquina de magnetos permanentes for construída com base no princípio dos motores de memória, pode-se alterar o número de pólos tão facilmente como nos motores que utilizam a gaiola de esquilo [Ostovic1].

Se o rotor do motor de memória for construído pelo princípio mostrado em [Ostovic1] mas com mais que um magneto por pólo, podem magnetizar-se os magnetos de várias formas e consequentemente consegue-se variar o número de pólos do rotor.

Os motores de memória combinam as vantagens de um motor com indução variável no rotor com a de um motor de magnetos permanentes (sem perdas de excitação, uma vez que não há correntes), dando origem a uma única máquina, o que permite encontrar inúmeras aplicações em accionamentos eléctricos [Ostovic2].

Relativamente aos tipos de motores enunciados acima, nomeadamente o motor *PAM* e o motor de memória, por serem recentes, não existe muita mais informação disponível,

daí os textos serem apenas de dar a conhecer que existem estas tecnologias, tecnologias estas que se encontram em franca expansão.

2.6 – Conclusão

Neste capítulo apresentam-se as principais leis e regras do electromagnetismo que regem o comportamento dos motores de indução em tambor, em disco e o em linha. Refere-se também o motor em disco supercondutor bem como as principais áreas de aplicações deste tipo de motores que começam cada vez mais a ter vantagens face aos convencionais por apresentarem níveis de rendimento mais elevados, conseguindo obter-se motores e geradores com uma cada vez melhor relação volume/peso é cada vez mais atractiva, pois conseguem-se motores mais leves e de menor volume com binários elevados que o motor equivalente convencional. O grande obstáculo deste tipo de motores é o facto de os materiais que o constituem terem que ser arrefecidos a temperaturas criogénicas necessitando por isso, de um circuito de criogenia.

Apresenta-se, também, o que já há feito no controlo da velocidade por comutação do número de par de pólos. As técnicas de controlo de velocidade enunciadas são técnicas que se podem considerar relativamente recentes e sobre a qual não há grande informação. Relativamente à técnica dos motores que utilizam a modulação por amplitude de pólo (PAM), a comutação do número de pólos é feita de uma forma mecânica que nesta dissertação não tem grande interesse, sendo esta uma técnica que já se utiliza há muito tempo. Já nos motores de memória são motores em que a comutação já é feita um pouco de forma electrónica uma vez que se varia a magnetização dos magnetos através da injeção de pulsos de correntes, conseguindo-se assim criar vários pólos. Este tipo de motores também sai do âmbito desta dissertação pois são motores que utilizam magnetos permanentes, logo é síncrono, e o motor desenvolvido é um motor em disco sem qualquer magneto permanente.

III. Projecto e Construção do Motor

3.1 – Introdução

Neste capítulo é feita a apresentação do motor estudado e desenvolvido nesta dissertação, onde se mostra a topologia do motor bem como quais os métodos de projecto que levaram às medidas construtivas. Apresenta-se também o projecto da bobinagem do motor.

3.2 – Parâmetros, Projecto e Construção do Motor

Faz-se neste ponto um estudo do projecto do motor de forma a tornar possível a construção deste motor para futuramente ensaiar no laboratório de máquinas eléctricas da universidade (DEE - FCT/UNL).

a) Topologia do Estator

O motor que foi desenvolvido apresenta dois semi-estatores com vinte e quatro cavas cada, o rotor e o veio (figura 22). A decisão de cada semi-estator apresentar vinte e quatro cavas é porque com vinte e quatro cavas é possível obter pelo menos, dois, quatro, seis e oito pólos, sendo estes números de pólos os pretendidos para esta dissertação.

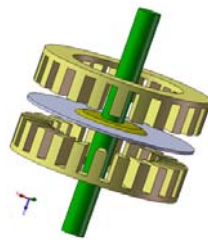


Figura 22 – Motor em disco com veio, dois semi-estatores e rotor (SolidWorks 2007®).

Num motor em disco, em que cada semi-estator tem diâmetro interno D_{int} e diâmetro externo D_{ext} , define-se “carregamento eléctrico” (*electric load*) A_{int} , à densidade de força magnetomotriz pelo perímetro interno do estator, que se admite que varia sinusoidalmente ao longo de todo o semi-estator,

$$A_{\text{int}}(\theta) = \frac{n \cdot i}{\pi \cdot D_{\text{int}}} \cdot \cos(\theta) = \frac{f \cdot m \cdot m}{\pi \cdot D_{\text{int}}} \cdot \cos(\theta) \quad \text{eq. 3. 1}$$

Admitindo que existe uma densidade de fluxo $B(x, \theta)$ no entreferro num ponto à distância x do centro, que se propaga, também sinusoidalmente ao longo do semi-estator vem, segundo a lei de Laplace, que a força elementar exercida nesse ponto é:

$$d\vec{f} = i \cdot d\vec{l} \times \vec{B} \quad \text{eq. 3. 2}$$

Se for perpendicular $d\vec{l}$ a \vec{B} (ou seja, $d\vec{l} \perp \vec{B}$), vem que o módulo da força vale:

$$df = i \cdot dl \cdot B \quad \text{eq. 3. 3}$$

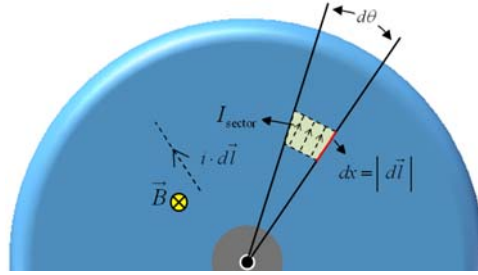


Figura 23 – Motor em disco com veio, 2 semi-estatores e rotor (SolidWorks 2007®).

A corrente no sector ΔI_{sector} (figura 23) é dada por:

$$\Delta I_{\text{sector}} = \frac{n \cdot i}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta \quad \text{eq. 3. 4}$$

Desenvolvendo as equações anteriores, a força elementar exercida nesse ponto vale

$$\begin{aligned} df &= \Delta I_{\text{sector}} \cdot dl \cdot B(x, \theta) = \frac{n \cdot i}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta \quad (\text{como } dl = dx) \\ &= \frac{n \cdot i}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta \cdot dx \cdot B(x, \theta) \\ &= B(x, \theta) \cdot \frac{n \cdot i}{2 \cdot \pi \cdot D_{\text{int}}} \cdot \cos(\theta) \cdot D_{\text{int}} \cdot d\theta \cdot dx \\ &= \frac{1}{2} \cdot B(x, \theta) \cdot A_{\text{int}}(\theta) \cdot D_{\text{int}} \cdot d\theta \cdot dx \end{aligned}$$

Admitindo que o “carregamento eléctrico” A_{int} e a densidade de fluxo variam sinusoidalmente ao longo do semi-estator, ou seja, com a posição angular θ ,

$$\begin{aligned} A_{\text{int}}(\theta) &= A_{\text{int_max}} \cdot \cos(\theta) \\ B(x, \theta) &= B_{\text{max}}(x) \cdot \cos(\theta) \end{aligned}$$

Admitindo como simplificação que a densidade de fluxo no entreferro, $B(x)$, é constante com a variação de x , então a força desenvolvida numa pequena coroa sectorial definida por dx e $d\theta$ é a seguinte:

$$df = \frac{1}{2} \cdot B_{\text{max}} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}} \cdot \cos^2(\theta) \cdot d\theta \cdot dx \quad \text{eq. 3. 5}$$

À força df corresponde um binário $dT = x \cdot df$, de onde

$$dT = x \cdot df = x \cdot \frac{1}{2} \cdot B_{\max} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}} \cdot \cos^2(\theta) \cdot d\theta \cdot dx$$

Integrando vem que o binário desenvolvido pelo moto vale

$$\begin{aligned} T &= \int_{\theta=0}^{2\pi} \int_{x=D_{\text{int}}}^{D_{\text{ext}}} \left(\frac{1}{2} \cdot B_{\max} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}} \cdot \cos^2(\theta) \cdot x \right) \cdot dx \cdot d\theta \\ &= \frac{B_{\max} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}}}{2} \cdot \int_{\theta=0}^{2\pi} \int_{x=D_{\text{int}}}^{D_{\text{ext}}} (\cos^2(\theta) \cdot x) \cdot dx \cdot d\theta \\ &= \frac{B_{\max} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}}}{2} \cdot \frac{(D_{\text{ext}}^2 - D_{\text{int}}^2)}{2} \cdot \int_{\theta=0}^{2\pi} \cos^2(\theta) \cdot d\theta \end{aligned}$$

Como $\int_{\theta=0}^{2\pi} \cos^2(\theta) \cdot d\theta = \pi$ então o binário total que o motor dá é dado por:

$$T = \frac{\pi}{4} \cdot B_{\max} \cdot A_{\text{int_max}} \cdot D_{\text{int}} (D_{\text{ext}}^2 - D_{\text{int}}^2) \quad \text{eq. 3. 6}$$

Partindo da equação anterior e mantendo o diâmetro externo constante ($D_{\text{ext}} = \text{constante}$), consegue ter-se o binário máximo fazendo $(dT/dD_{\text{int}} = 0)$, de onde se tira que o binário extraído do veio do motor é máximo quando se faz a optimização dos diâmetros do estator, para do caso dimensionado, do diâmetro interno, uma vez que o externo é fixo. Assim como critério de optimização para ter o binário máximo a relação entre o D_{int} e o D_{ext} :

$$D_{\text{ext}} = \sqrt{3} \cdot D_{\text{int}} \Leftrightarrow D_{\text{int}} = \frac{D_{\text{ext}}}{\sqrt{3}} \quad \text{eq. 3. 7}$$

Para o diâmetro médio, $D_{\text{médio}}$, obtém-se

$$D_{\text{médio}} = \frac{(D_{\text{ext}} + D_{\text{int}})}{2} \quad \text{eq. 3. 8}$$

desenvolvendo e substituindo na equação 3.8 a optimização que deu origem à equação 3.7 vem:

$$D_{\text{médio}} = \frac{\left(D_{\text{ext}} + \frac{D_{\text{ext}}}{\sqrt{3}} \right)}{2} \Leftrightarrow D_{\text{médio}} = \frac{(\sqrt{3} + 3)}{6} \cdot D_{\text{ext}} \Leftrightarrow D_{\text{médio}} \approx 0,789 \cdot D_{\text{ext}} \quad \text{eq. 3. 9}$$

Logo, de forma a obter-se o binário máximo, projectou-se o motor tendo a relação entre os diâmetros interno e externo como $D_{\text{ext}} = \sqrt{3} \cdot D_{\text{int}}$, obtendo um diâmetro médio que vale aproximadamente 79% do diâmetro externo como se pode observar pela equação 3.9.

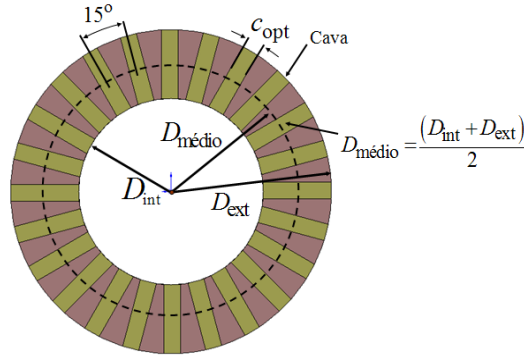


Figura 24 – Parâmetros mais relevantes para construção dos semi-estatores.

Sabendo que cada um dos semi-estatores é constituído por vinte e quatro cavas de secção radial constante, vem que o passo entre cavas sucessivas, σ , vale:

$$\sigma = \frac{360^\circ}{N_{\text{cavas}}} = \frac{360^\circ}{24} = 15^\circ \text{ mecânicos} \quad \text{eq. 3. 10}$$

Ou seja, as bobinas estão inseridas nas cavas dos semi-estatores com uma desfasagem espacial de 15° . Como as cavas são de secção constante, obtém-se a largura da cava utilizando o diâmetro médio e obtendo-se o perímetro médio. A largura de cada cava, c_{opt} , é dada por:

$$c_{\text{opt}} = \frac{p_{\text{medio}}}{48} = \frac{2\pi r_{\text{med}}}{48} = \frac{\pi D_{\text{med}}}{48} \quad \text{eq. 3. 11}$$

Para o projecto do motor foi considerado que o diâmetro externo vale $D_{\text{ext}} = 200$ mm. Utilizando a equação 3.7, vem que o diâmetro interno vale aproximadamente $D_{\text{int}} = 115$ mm, como se pode verificar na equação seguinte.

$$D_{\text{int, opt}} = \frac{D_{\text{ext}}}{\sqrt{3}} = \frac{200}{\sqrt{3}} \approx 115 \text{ mm} \quad \text{eq. 3. 12}$$

Logo, o diâmetro médio otimizado vale:

$$\begin{cases} D_{\text{ext}} = 200 \text{ mm} \\ D_{\text{int, opt}} = 115 \text{ mm} \end{cases} \Rightarrow D_{\text{médio, opt}} = 157,5 \text{ mm} \quad \text{eq. 3. 13}$$

de onde se tira, através da equação 3.11, que a largura da cava otimizada, c_{opt} , vale:

$$c_{\text{opt}} = \frac{\pi \cdot D_{\text{médio, opt}}}{48} = 10,31 \text{ mm} \quad \text{eq. 3. 14}$$

b) Topologia do Rotor

Relativamente à topologia do rotor do motor em disco, este apresenta uma topologia que se considera a mais simples que se pode obter no domínio das máquinas eléctricas: é

apenas um disco sem bobinagem, sem escovas e sem anéis. Portanto este rotor não tem, praticamente, custos de manutenção, pois não há nenhum enrolamento susceptível de ser danificado, nem existe desgaste de escovas nem anéis. Tem porém algumas desvantagens, como o facto de o rotor não ser acessível e por isso ser possível controlar a velocidade do motor por variação da resistência rotórica.

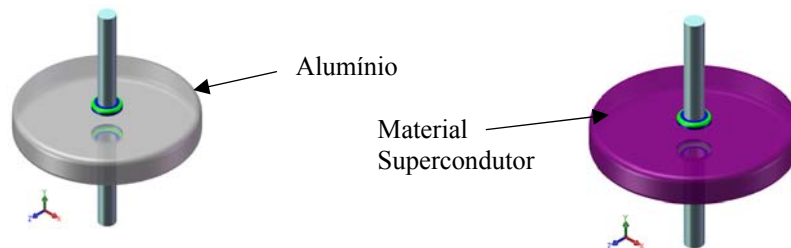


Figura 25 – Projecto do rotor em alumínio à esquerda e materiais supercondutores à direita.

Na figura acima apresenta-se dois rotores, à esquerda um de alumínio e à direita um de materiais supercondutores pois é também um dos objectivos desta dissertação o, de fazer uma comparação das principais características do motor, quer medidas experimentalmente quer previstas por simulação com o programa comercial de elementos finitos (Flux2D[®]), quando tem o seu rotor em alumínio e quando o tem em materiais SAT, para se avaliar das vantagens e desvantagens de se utilizar o rotor supercondutor.

c) Apresentação do desenho do motor (partes constituintes) num programa de CAD

Com auxílio do programa de desenho técnico, SolidWorks 2007[®], e com base no cálculo dos valores dos parâmetros do motor calculados anteriormente, apresenta-se seguidamente, alguns desenhos com essas mesmas medidas de projecto:

➤ Semi-estatores:

A geometria e dimensões de cada semi-estator são as seguintes:

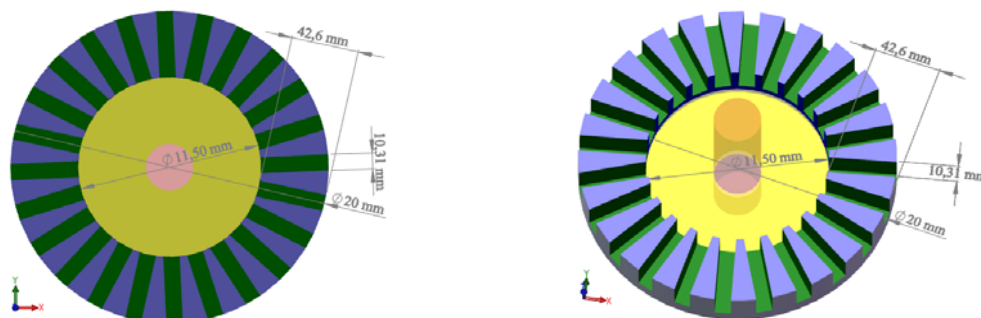


Figura 26 – Vista frontal 3D do semi-estator e respectivas medidas.

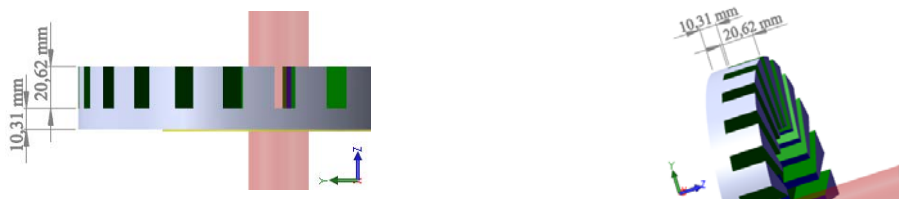


Figura 27 – Vista 3D lateral do semi-estator.

➤ *Topologia do Motor em disco:*

A topologia do motor inicialmente pensada, foi a de um motor em disco de eixo horizontal, como mostra a figura 28, a qual não apresenta qualquer problema quando o rotor é em alumínio. Já quando o rotor é em materiais supercondutores é difícil manter o eixo horizontal. O material supercondutor necessita de ser arrefecido com o auxílio de azoto líquido (caso do YBCO) uma vez que à temperatura ambiente estes materiais são simplesmente materiais cerâmicos, sem qualquer propriedade supercondutora. O ideal seria injectar o azoto líquido através do veio, canalizando-o para uma câmara no rotor onde se encontram o disco SAT, diminuindo as perdas devido ao atrito viscoso, mas numa primeira aproximação assume-se que se mergulha todo o motor no líquido de arrefecimento. Por uma questão de simplicidade no arrefecimento do rotor SAT decidiu-se projectar o motor de eixo vertical.

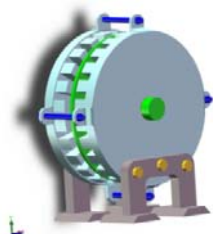


Figura 28 – Motor em disco de eixo horizontal.

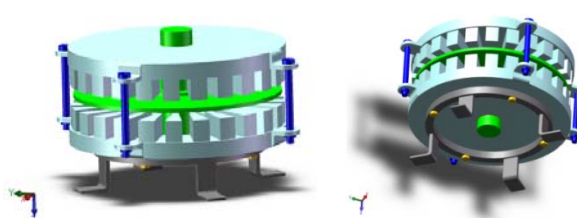


Figura 29 – Motor em disco de eixo vertical.

3.3 – Projecto de Bobinagem dos semi-estatores do motor

No motor em disco desta dissertação, os semi-estatores são duplamente bobinados. De forma a obterem-se 2, 4, 6 ou 8 pólos, para a solução encontrada, o passo entre bobinas ou “coil pitch” deve ser $\lambda = 4$ cavas, ou seja, como se pode observar na figura seguinte onde se apresenta um estator rectificado, a bobina entra na cava k e vai até à cava $k + 4$, abraçando quatro cavas.

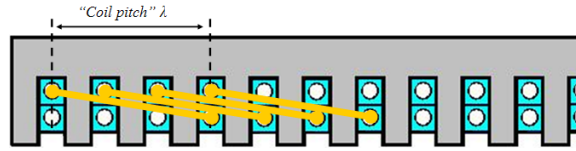


Figura 30 – Representação do passo de bobinas, passo $\lambda = 4$ cavas.

O esquema de como foram incorporadas as bobinas nos semi-estatores encontra-se representado nas figuras seguintes.

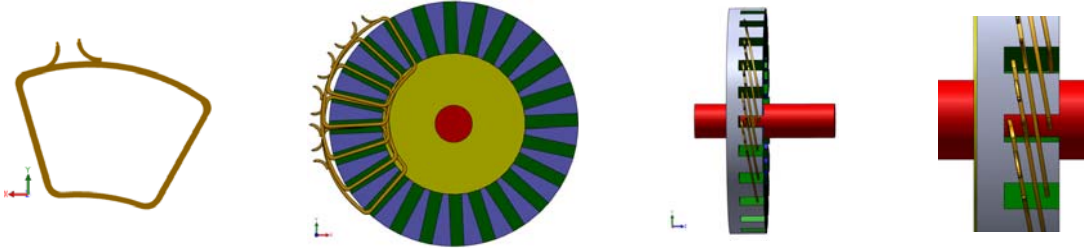


Figura 31 – Bobinagem no motor em disco com passo entre bobinas de 4 cavas (bobina à esquerda).

Numa perspectiva mais pormenorizada e tendo como referência apenas uma cava de um semi-estator, vem:



Figura 32 – Detalhe de uma cava bobinada num semi-estator do motor em disco.

De acordo com a figura a área total para os condutores de cobre (bobinagem) vai ser:

$$S_{\text{geom_Total}} = 2 \times c_{\text{opt}} \times c_{\text{opt}} = 2 \times c_{\text{opt}}^2 = 212,60 \text{ mm}^2 \quad \text{eq. 3. 15}$$

mas como os semi-estatores são duplamente bobinados, a área total por camada a bobinar vale:

$$S_{\text{geom/camada}} = \frac{S_{\text{geom_Total}}}{2} = \frac{2 \times c_{\text{opt}}^2}{2} = c_{\text{opt}}^2 = 106,30 \text{ mm}^2 \quad \text{eq. 3. 16}$$

Não é possível bobinar um motor com um aproveitamento total da área disponibilizada para o efeito. Considere-se a constante “coeficiente de empacotamento”, α , que traduz a percentagem de área total que é realmente aproveitada ou utilizada para a bobinagem de cada cava do motor [Bondrea]. Assim sendo considerando $\alpha = 0,5$ vem:

$$\alpha = \frac{S_{\text{Cu}}}{S_{\text{geom}}} \Leftrightarrow S_{\text{Cu}} = \alpha \cdot S_{\text{geom}} = 0,5 \times 106,3 = 53,15 \text{ mm}^2 \quad \text{eq. 3. 17}$$

Como a secção de cobre é dada por

$$S_{Cu} = n \times S_{cond_cobre} \quad \text{eq. 3. 18}$$

Considerando que se utilizam condutores de cobre de secção $S_{cond_cobre_0,8} = 0,8 \text{ mm}^2$, o número de condutores que cada bobina terá por camada será de:

$$S_{Cu} = n \times 0,8 \Leftrightarrow n = \frac{S_{Cu}}{0,8} \Leftrightarrow n = \frac{53,15}{0,8} \approx 66 \text{ cond/camada} \quad \text{eq. 3. 19}$$

De forma a se ter um aproveitamento máximo do motor, no que diz respeito ao binário, utiliza-se a optimização da equação 3.7, para um factor de empacotamento de $\alpha = 0,5$ é necessário que cada bobina tenha, pelo menos 66 espiras para condutores de cobre de secção igual a $0,8 \text{ mm}^2$. Como referido anteriormente, a bobinagem nas cavas é feita em dupla camada como mostra a figura seguinte e de forma a isolar as duas bobinas, apesar de os condutores já possuírem resina de isolamento, insere-se papel como isolamento entre bobinas.

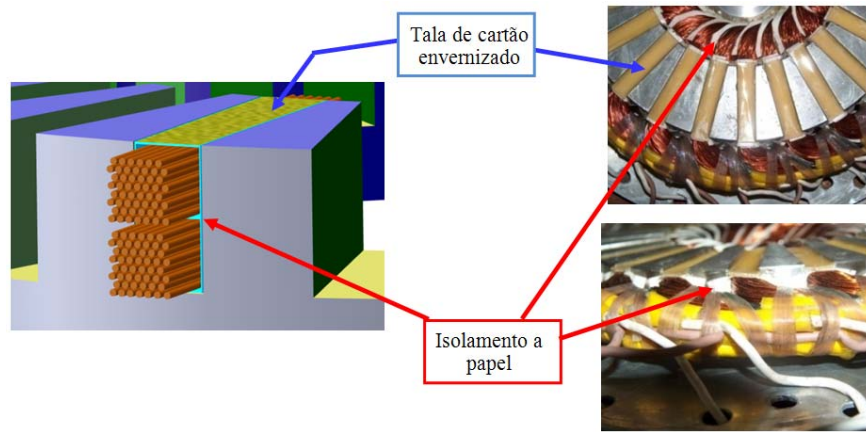


Figura 33 – Forma como as duas camadas das bobinas são isoladas.
esquerda: isolamento projectado; direita: bobinagem e protecção real no motor.

A imagem acima à direita, mostra os isolamentos que são feitos na bobinagem dos motores, sendo que estas duas imagens são fotografias do protótipo desenvolvido nesta dissertação.

Relativamente à corrente que cada condutor suporta, admitindo que o cobre suporta uma densidade de corrente de $J = 10 \text{ A/mm}^2$ a 77 K (para o LN_2), pode ser injectada uma corrente de:

$$I_{Cu_0,8} = J \cdot S_{Cu_0,8} = 10 \cdot 0,8 = 8 \text{ A} \quad \text{eq. 3. 20}$$

quando o se utilizar o fio de cobre com secção $0,8 \text{ mm}^2$.

Uma vez que, no âmbito deste trabalho, em cada bobina será injectada no máximo 1 A , utiliza-se o fio de cobre com secção de cobre com $0,8 \text{ mm}^2$.

Para o cálculo do comprimento médio de cada espira que compõe a bobina com 66 espiras e sabendo que a diferença entre o D_{int} e D_{ext} é de 85 mm , então define-se a altura de cada espira que constitui as bobinas nos semi-estatores com um valor aproximado de $42,5$

mm, ou seja, $Altura_Bob = 42,5$ mm. Com a ajuda do SolidWorks 2007[®] (programa de desenho técnico) obtém-se um valor aproximado para o resto de uma volta de uma espira de bobina, ou seja,

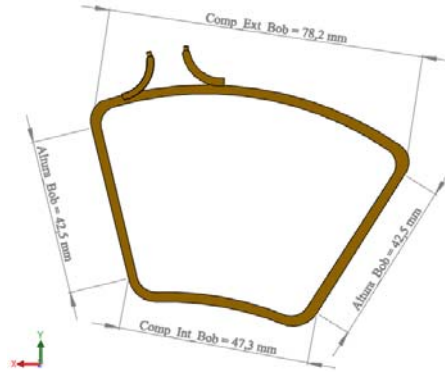


Figura 34 – Medidas aproximadas de uma espira das bobinas dos semi-estatores.

de onde vem que, como a bobinagem é feita numa geometria cilíndrica, a configuração de cada espira tem, como é possível observar na figura acima, um comprimento interno da bobina representado por $Comp_Int_Bob$ de valor aproximado 47,3 mm e um comprimento externo da bobina $Comp_Ext_Bob$ de valor aproximado 78,2 mm. Definindo-se o comprimento de uma espira como sendo a soma desses comprimentos, externo e interno, e mais duas vezes a altura da bobina, ou seja:

$$l_{med_1espira} = 2 \cdot Altura_Bob + Com_Ext_Bob + Com_Int_Bob \approx 210,5 \text{ mm} \quad \text{eq. 3. 21}$$

Sabendo o comprimento médio de uma espira, obtém-se o comprimento médio que cada bobina vai ter, dependendo da secção de cobre vem:

➤ Para $S_{cond_cobre_0,8} = 0,8 \text{ mm}^2$ uma bobina num semi-estator teria 66 espiras e como cada espira tem um comprimento médio de 210,5 mm, então cada bobina, tem um comprimento médio de:

$$l_{med_bobina_0,8} = 66 \cdot l_{med_1espira} \approx 13893 \text{ mm} = 13,90 \text{ m} \quad \text{eq. 3. 22}$$

Com o comprimento médio de cobre que cada bobina (equação 3.22), e atendendo à lei de Ohm :

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{l_{med_Cu}}{S_{Cu}} \quad \text{eq. 3. 23}$$

sendo $\rho_{Cu_20^\circ C}$ a resistividade eléctrica do cobre, cujo valor a 20 °C é de aproximadamente $0,01786 \text{ } \Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m}$, com l_{med_Cu} e S_{Cu} , dados atrás vem:

$$R_{Cu_{20^{\circ}C}} = \rho_{Cu_{20^{\circ}C}} \frac{l_{med_bobina_{0,8}}}{S_{Cu_{0,8}}} = 0,01786 \times \frac{13,893}{0,8} \approx 310,2 \text{ m}\Omega \approx 0,31 \Omega \quad \text{eq. 3. 24}$$

Cada bobina com 66 condutores de cobre de secção $0,8 \text{ mm}^2$ apresenta uma resistência óhmica de $310 \text{ m}\Omega$ quando o cobre se encontra à temperatura ambiente. Quando o cobre se encontra no mergulhado em hidrogénio líquido e sabendo que a resistividade do cobre a 77 K vale:

$$\rho_{Cu_{77K}} = 0.0134 \Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m}$$

a resistência de cada bobina para a mesma secção de cobre e para o mesmo comprimento médio de cobre vale:

$$R_{Cu_{77K}} = \rho_{Cu_{77K}} \frac{l_{med_bobina_{0,8}}}{S_{Cu_{0,8}}} = 0,0134 \times \frac{13,893}{0,8} \approx 239,7 \text{ m}\Omega \approx 0,24 \Omega \quad \text{eq. 3. 25}$$

O motor foi rectificado para o simular no programa de elementos finitos no programa Flux2D[®]. A figura 35 apresenta o conjunto rotor e semi-estatores em linha. Como o motor cilíndrico foi dimensionado com cavas de secção constante, a versão em linha mantém a mesma secção para encaixar as bobinas, e os cálculos que definem quantos condutores de cobre se utilizam por camada em cada cava são os mesmos que para o motor de geometria cilíndrica.

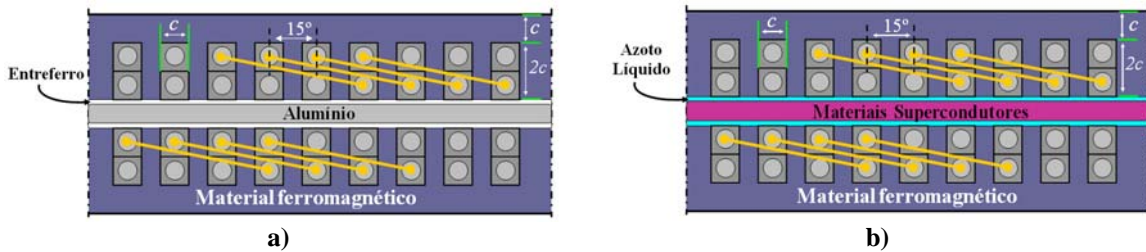


Figura 35 – Rectificação do motor projectado com: a) rotor em alumínio; b) rotor SAT.

Uma vez que o motor em linha é o motor que foi utilizado nas simulações, nas figuras seguintes é apresentado um esquema que mostra como as ligações foram feitas nos semi-estatores em detalhe no projecto de bobinagem.

Ou seja, o esquema de ligações nos semi-estatores do motor em linha é a seguinte:

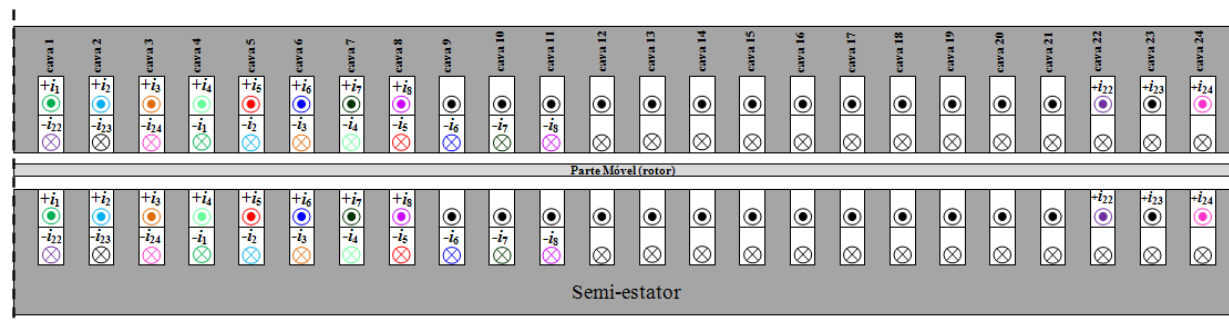


Figura 36 – Ligações nos semi-estatores, com passo de bobina de 4 cavas.

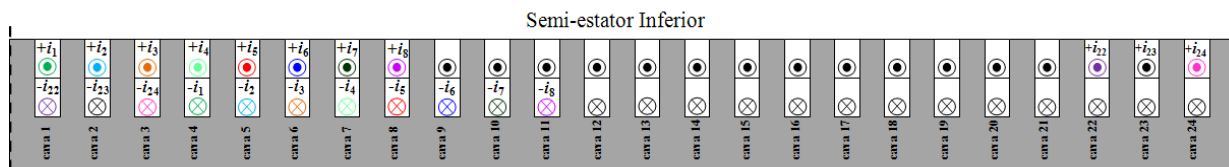


Figura 37 – Semi-estator inferior e respectivas ligações das bobinas.

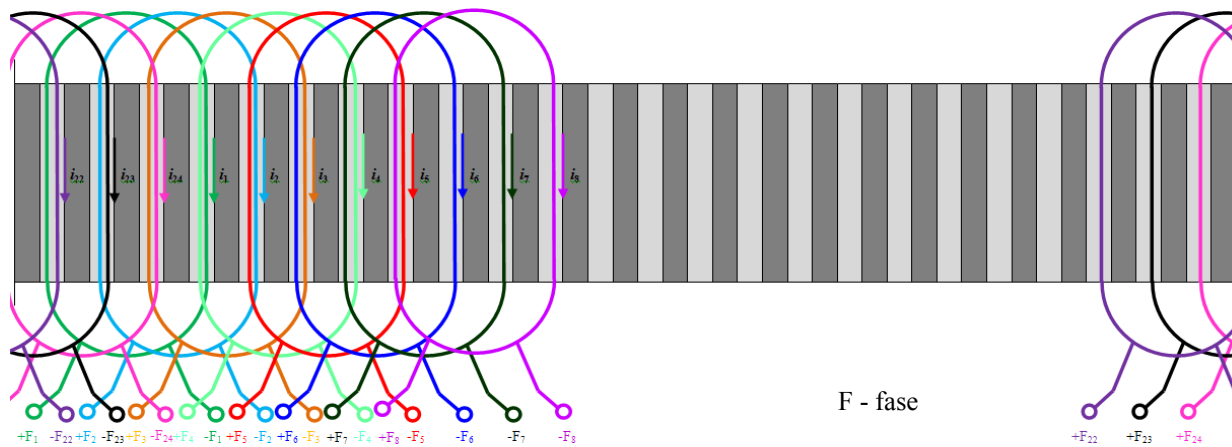


Figura 38 – Ligações nos semi-estatores, com passo de bobina de 4 cavas. Vista por cima do semi-estator inferior.

Com as figuras anteriores, mostra-se como foram projectados os enrolamentos no motor em linha. Este esquema de ligações no estator quando o motor em linha é facilmente interpretado e convertido para quando o motor apresenta geometria cilíndrica. Na figura seguinte apresenta-se o resultado do motor após a bobinagem.

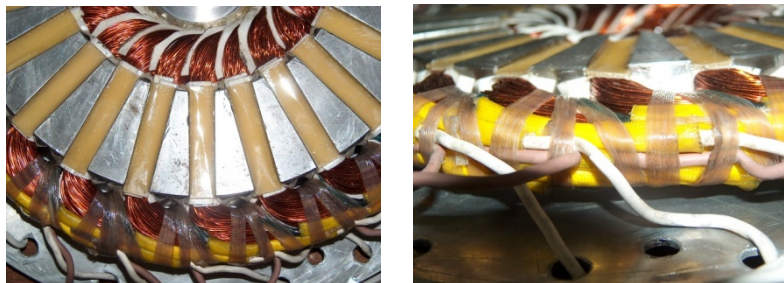


Figura 39 – Bobinagem do motor.

A figura acima mostra como a bobinagem foi feita no motor em disco, no qual é apenas representado um semi-estator do motor, pois na realidade tem-se dois semi-estatores. Na figura da direita é possível verificar a forma como as bobinas estão bobinadas. A disposição das vinte e quatro bobinas presentes ao longo de cada semi-estator é a mesma com o passo de bobina de quatro cavas.

3.4 – Conclusões

Neste capítulo dedicado ao projecto e desenho do motor bem com a respectiva bobinagem, calculam-se as medidas construtivas do motor em disco, definindo qual a topologia dos semi-estatores bem como a própria topologia do motor que é de eixo vertical por motivos de simplicidade de arrefecimento dos materiais SAT que compõe o rotor, uma vez que não foi previsto a injeção do azoto através do veio do motor.

IV. *Controlo do motor*

4.1 – *Introdução*

No capítulo IV é descrita a parte de controlo do motor de pólos variáveis, apresentando-se os outros elementos necessários para se conseguir obter a variação do número de pólos.

4.2 – *Controlo do motor em disco de pólos variáveis*

O controlo deste motor passa por realizar uma caixa de velocidades eléctricas, com o mesmo objectivo que o das caixas de velocidades mecânicas, que é fazer variar a velocidade e o binário. Inicialmente pensou-se em fazer o controlo da velocidade de rotação do motor, comutando electronicamente as fases das correntes, com o auxílio de um computador, um conversor D/A e um amplificador de corrente. Existe a necessidade de usar um conversor A/D para obter dados do motor como o binário e velocidade, para se ter as principais características do motor como binário/velocidade, etc. O esquema inicial para a estratégia de controlo é o seguinte:

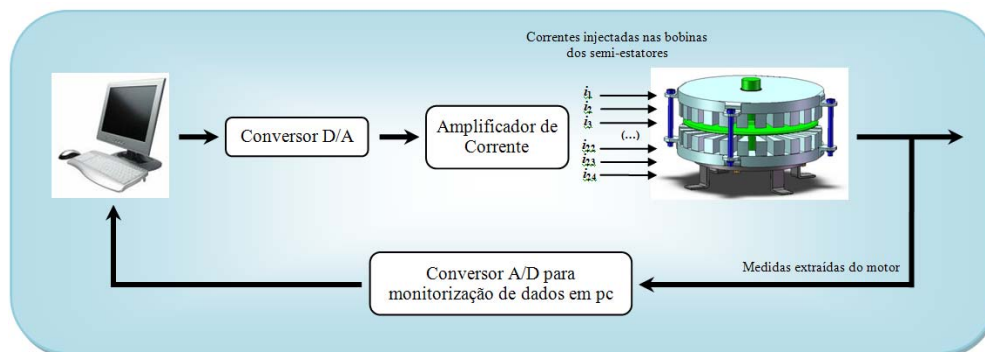


Figura 40 – Esquema de controlo previsto inicialmente e componentes auxiliares.

Com o esquema apresentado tem o inconveniente de se ter que colocar vinte e quatro correntes com a mesma amplitude, frequência e defasagens diferentes. Uma solução mais fácil e barata passa por utilizar um PIC (Programmable Interrupt Controller) com alguma electrónica de potência associada e um sistema de aquisição de dados.

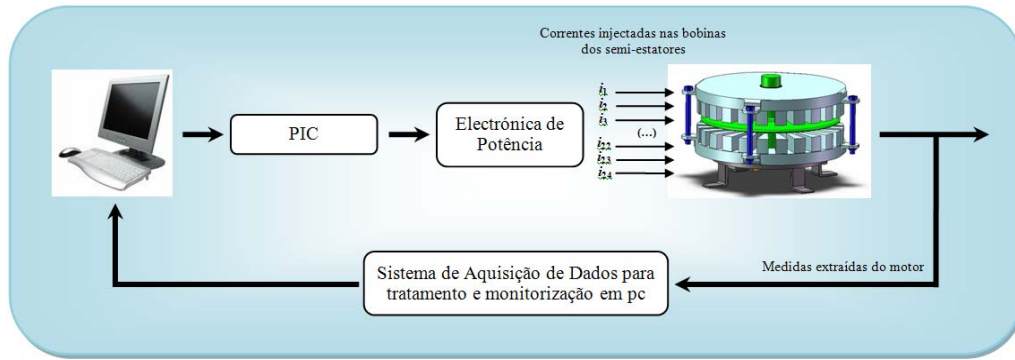


Figura 41 – Esquema de controlo e componentes a serem utilizados no projecto.

Assim, com o PIC controlando circuitos apropriados de electrónica de potência com transístores MOSFET ou IGBT consegue-se criar 24 correntes com a mesma amplitude e frequência e com as fases necessárias para se variar o número de pólos, e injectá-las nas respectivas bobinas .

No controlo de velocidade por comutação do número de pólos, o segredo está nas fases das correntes que são injectadas nas bobinas dos semi-estatores. As fases das correntes que se injectam nas bobinas podem ser calculada da seguinte forma:

$$\alpha_i(k, N_{\text{pólos}}) = -k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \quad \text{eq. 4. 1}$$

sendo k o índice de cada cava da bobina, (isto é, cava $k = 1, 2, 3, \dots, 23$ e 24 no semi-estator) $N_{\text{pólos}}$ representa o número de pares de pólos que se pretende (podendo ser 2, 4, 6 ou 8, mantendo-se com a variação de k) e N_{cavas} é o número de cavas dos semi-estatores, sendo sempre vinte e quatro.

Através da obtenção da evolução espacio-temporal da força magnetomotriz, $f.m.m.$, ou da densidade de fluxo magnético no entreferro, ao longo do semi-estator, é possível observar qual o número de pares de pólos da máquina.

Relativamente à expressão das correntes que se injectam na bobina da cava k , admitindo uma variação sinusoidal, é a seguinte

$$i(t, k, N_{\text{pólos}}) = I_{\text{max}} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}}\right) \quad \text{eq. 4. 2}$$

com $-1 < I < 1$ (A) e $0 < \omega t < 2\pi$ (rad/s).

O ideal seria injectar em cada uma das vinte e quatro bobinas ondas de corrente com um andamento sinusoidal, pois a distorção harmónica seria nula, uma vez que

quando se tem uma sinusóide pura, ela apenas possui a harmónica fundamental (a 1ª harmónica).

Com o PIC e electrónica de potência consegue-se criar as ondas de corrente nas bobinas dos semi-estatores. A electrónica de potência passa por implementar um conversor electrónico de potência com vinte e quatro fases, podendo este ser implementado com drivers de potência como o IR2110 com o respectivo dimensionamento.

Utilizando um programa de simulação de circuitos como o Pspice da Orcad® obteve-se o seguinte esquema do conversor electrónico:

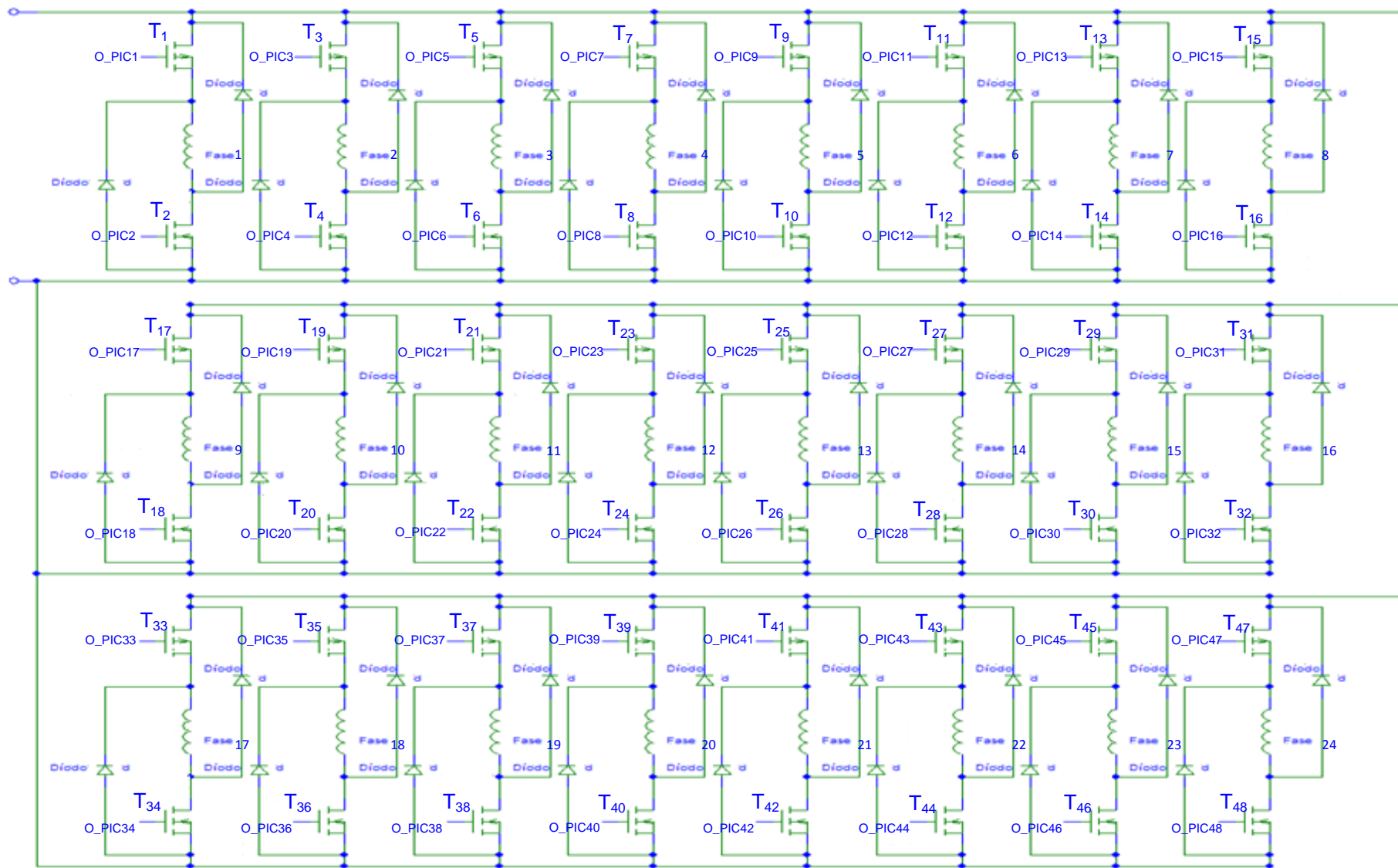


Figura 42 – Conversor Electrónico de Potência com 24 fases projectado em Pspice da Orcad®.

Os drivers de potência neste projecto têm a função de gerar os níveis de corrente (e ou tensão) necessários para injectar as correntes nas bobinas dos semi-estatores com 1 A de amplitude. O esquema deste dispositivo é o seguinte:

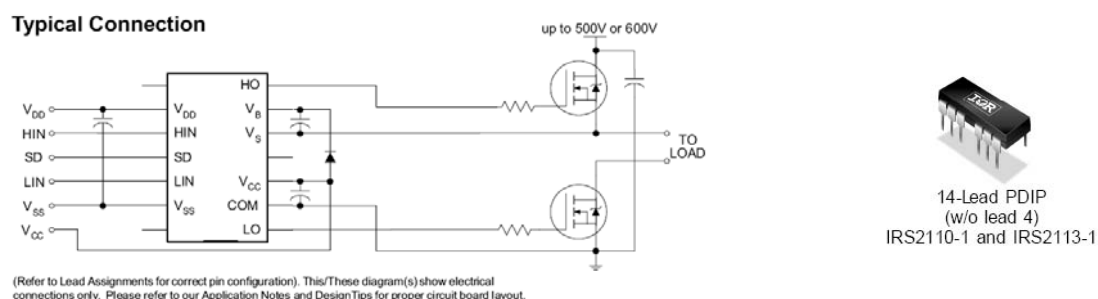


Figura 43 – Driver de Potência IR2110 (ficha de especificações).

- V_{DD} - tensão de alimentação (V)
- HIN - entrada para o canal de saída alto
- SD - entrada de segurança para desligar o driver
- LIN - entrada para o canal de saída baixo
- V_{SS} - terra (V)
- V_{CC} - tomada da baixa tensão (V)
- HO - saída do canal alto
- LO - saída do canal baixo

Este dispositivo já vem preparado com dois canais, o canal alto e o canal baixo, onde no ramo de cada fase refere-se o canal alto ao transístor (2n-1), ou seja, ímpar, e o canal baixo ao transístor (2n), par.

O alimentador de potência, com os valores dimensionados a partir da folha de dados do IR2110 vem:

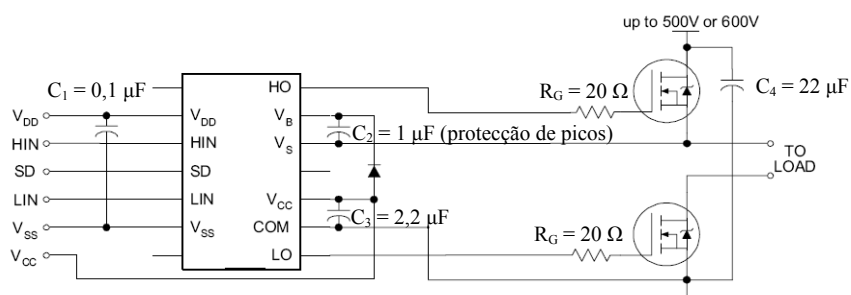


Figura 44 – Driver de Potência dimensionado.

A configuração dos alimentadores de forma a realizar o conversor electrónico de potência para se obter as 24 ondas de corrente a injectar nas bobinas dos semi-estatores do motor, resulta do dimensionamento de $n/2$ alimentadores para n fases, e sua montagem

numa placa de teste. Uma possível disposição dos alimentadores de potência na placa encontra-se representada na figura seguinte.

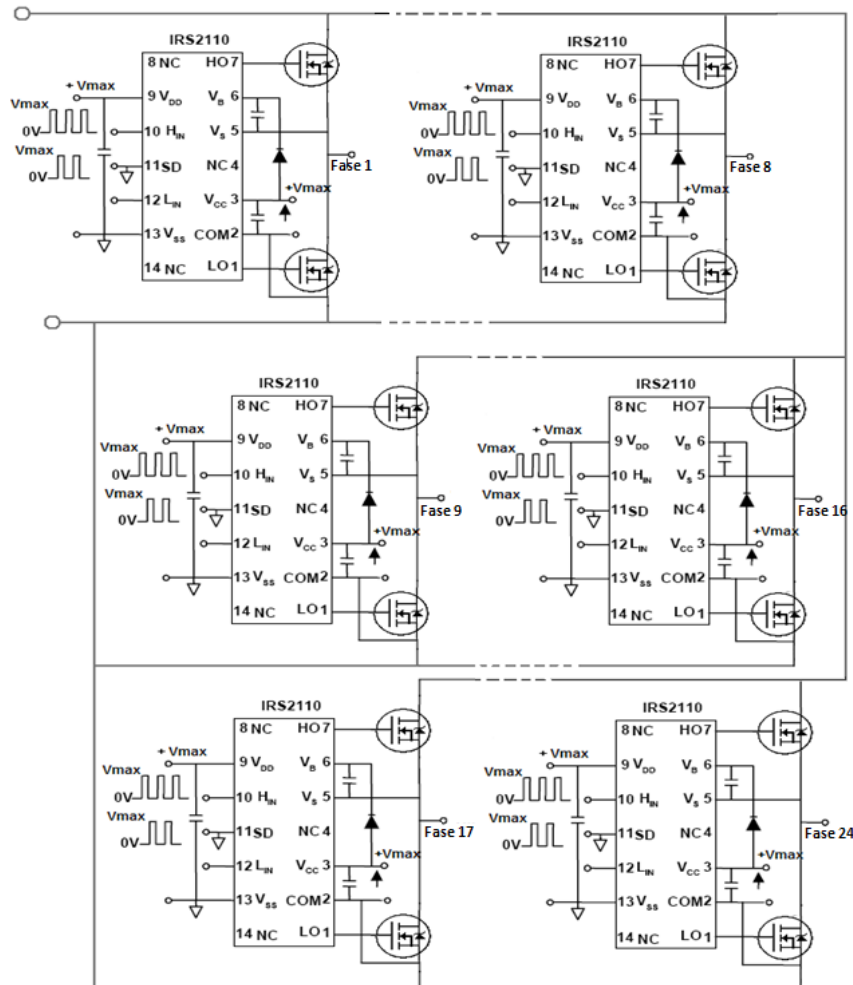


Figura 45 – Esquema do conversor electrónico de potência para se obter as 24 ondas de corrente a injectar nas bobinas dos semi-estatores.

Como é possível analisar no esquema da figura 45 trata-se do circuito de potência, utilizando como alimentadores de potência os IR2110; o diagrama abaixo encontra-se um pouco simplificado pois faltam as resistências e alguns condensadores de dimensionamento (figura 44).

4.3 – Conclusão

Neste capítulo apresenta-se o hardware necessário para realizar a parte de controlo que permite obter o número de pólos desejado. A solução é utilizar um PIC com electrónica de potência associada, utilizando-se alimentadores de potência como o IR2110 da International Rectifier e transístores de potência MOSFET ou IGBT para

construir o conversor electrónico de potência para obter as correntes com amplitudes na ordem dos 0,7 A, 0,9 A.

A contribuição original deste capítulo é a apresentação do projecto de um conversor electrónico de potência com 24 fases que não é usual, em que se utiliza alimentadores e transístores de potência.

V. Simulação do Comportamento do Motor

5.1 – Introdução

Este capítulo é o mais extenso, pois nele é descrito o desenvolvimento científico de toda a dissertação. Mostra-se como é criada a onda viajante nos semi-estatores através da injeção de correntes nas bobinas. Analisa-se também o comportamento do motor do disco quando o rotor é em alumínio, apresentando algumas das leis fundamentais para compreender o seu princípio de funcionamento, e o mesmo se faz para quando o rotor é de materiais supercondutores de alta temperatura (SAT). Posteriormente faz-se a simulação do modelo e obtenção de resultados bem como a sua interpretação em MatLab[®] e no Flux2D[®] (programa de elementos finitos) para a obtenção de 2, 4, 6 e 8 pólos chegando assim a um dos objectivos desta dissertação que é a de conseguir variar a velocidade do motor por comutação electrónica do número de pólos. É ainda simulado no Flux2D[®] e posteriormente comparado o comportamento do motor quando possui o rotor em alumínio e em materiais SAT, com a obtenção das principais características.

5.2 – Comportamento do Motor em disco

É objectivo desta dissertação observar qual o comportamento do motor em disco de pólos variáveis quando o rotor é em alumínio e em material supercondutor de alta temperatura SAT, como por exemplo o YBCO.

a. Criação da onda viajante nos semi-estatores

Considere-se uma bobina de passo polar, τ , colocada no ar sendo atravessada por uma corrente constante I . A distribuição do campo de indução magnética aproxima-se de um andamento sinusoidal ao longo da distância x , que representa a periferia do disco. Logo, o valor do campo na ordenada x a contar do ponto a meio da bobina (0) é dado por:

$$B(x) = B_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad \text{eq. 5.1}$$

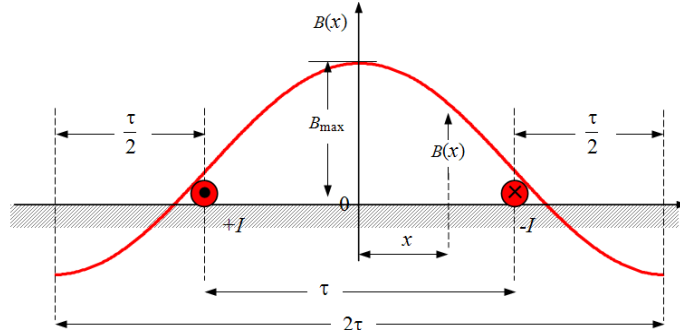


Figura 46 – Distribuição do campo de indução produzido por uma bobina atravessada por uma corrente I (imagem de [Rodrigues]).

Se a corrente i através da bobina for alternada sinusoidal de frequência $\omega = 2\pi f$, ou seja,

$$i(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \alpha_i) \quad \text{eq. 5.2}$$

então a indução magnética, B , é uma onda variável no espaço e no tempo e pode-se escrever da seguinte forma:

$$B(x, t) = K \cdot i(t) = B_{\max} \cdot \sin(\omega t - \alpha_i) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x - \alpha_i\right) \quad \text{eq. 5.3}$$

onde $B_{\max} = K \cdot I_{\max}$ é a intensidade máxima do campo de indução.

O motor em estudo apresenta 24 fases, resultando em vinte e quatro bobinas iguais desfasadas no espaço de 15° mecânicos. As correntes injectadas em cada bobina do semi-estator dependem da cava, k (1 ... 24), e do tempo, sendo a desfasagem no tempo, α_i , dada por:

$$\alpha_i(k, N_{\text{pólos}}) = -k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \quad \text{eq. 5.4}$$

A desfasagem de cada corrente depende da bobina presente na cava k do semi-estator na qual é injectada, e também do número de pólos, $N_{\text{pólos}}$, e do número de cavas, N_{cavas} , que é um parâmetro constante do motor apresentando este motor 24 cavas. Visto que cada semi-estator tem 24 cavas, obtém-se vinte e quatro desfasagens.

Das expressões 5.2 vem que a corrente depende de três parâmetros, a cava k , o tempo t e o número de pólos $N_{\text{pólos}}$ pois nesta dissertação pretende-se variar a velocidade do motor através da comutação do número de pólos. A corrente em cada bobina do semi-estator tem a seguinte expressão:

$$i_1(t, k, N_{\text{pólos}}) = I_{\text{max}} \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \right) \quad \text{eq. 5.5}$$

Variando o número de cavas de 1 a 24, obtém-se um sistema polifásico simétrico de correntes, constituído por 24 fases. Cada bobina cria um campo pulsante ao longo do espaço x que é dado por:

$$B(x, t, k, N_{\text{pólos}}) = B_{\text{max}} \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \right) \quad \text{eq. 5.6}$$

Atendendo à seguinte relação trigonométrica

$$\text{sen} \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\text{sen}(\alpha + \beta) + \text{sen}(\alpha - \beta)]$$

vem que a equação 5.6 pode escrever-se:

$$B(x, t, k, N_{\text{pólos}}) = \frac{B_{\text{max}}}{2} \left[\text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \right) + \text{sen} \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \right] \quad \text{eq. 5.7}$$

Num determinado ponto do espaço, x , a onda resultante corresponde à soma das k ondas pulsantes, ou seja:

$$B_{\text{total}}(x, t, k, N_{\text{pólos}}) = B_1(x, t, k=1, N_{\text{pólos}}) + B_2(x, t, k=2, N_{\text{pólos}}) + \dots \\ \dots + B_{23}(x, t, k=23, N_{\text{pólos}}) + B_{24}(x, t, k=24, N_{\text{pólos}}) \quad \text{eq. 5.8}$$

de onde vem:

$$B_{\text{total}}(x, t, k, N_{\text{pólos}}) = \sum_{k=1}^{24} \frac{B_{\text{max}}}{2} \cdot \left[\text{sen} \left(N_{\text{pólos}} \cdot \omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}} \right) + \text{sen} \left(N_{\text{pólos}} \cdot \omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \right] \quad \text{eq. 5.9}$$

Particularizando para $N_{\text{pólos}} = 2$ (um par de pólos) vem que a desfasagem vale:

$$\alpha_i(k, 2) = -k \cdot \pi \cdot \frac{2}{24} = -k \cdot \frac{\pi}{12}, \text{ ou seja, para } \begin{cases} k=1 \rightarrow \alpha_1 = -\frac{\pi}{12} \text{ rad} = -15^\circ \text{ eléctricos} \\ k=2 \rightarrow \alpha_2 = -\frac{2\pi}{12} \text{ rad} = -30^\circ \text{ eléctricos} \\ \dots \\ k=24 \rightarrow \alpha_{24} = -\frac{24\pi}{12} \text{ rad} = -360^\circ \text{ eléctricos} \end{cases}$$

ou seja, cada corrente vai ter uma desfasagem relativa entre bobinas de $\frac{\pi}{12}$ que equivale a 15° eléctricos, isto é:

$$\begin{aligned}
i_1(t,1,2) &= I_{\max} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{12}\right) \\
i_2(t,2,2) &= I_{\max} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{12}\right) \\
(\dots) \\
i_{23}(t,23,2) &= I_{\max} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{23\pi}{12}\right) \\
i_{24}(t,24,2) &= I_{\max} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{24\pi}{12}\right)
\end{aligned}$$

Com a expressão da equação 5.7 vem:

$$\begin{aligned}
B(x,t,1,2) &= \frac{B_{\max}}{2} \left[\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{2\pi}{12}\right) + \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \right] \\
B(x,t,2,2) &= \frac{B_{\max}}{2} \left[\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{4\pi}{12}\right) + \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \right] \\
(\dots) \\
B(x,t,23,2) &= \frac{B_{\max}}{2} \left[\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{46\pi}{12}\right) + \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \right] \\
B(x,t,24,2) &= \frac{B_{\max}}{2} \left[\text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{48\pi}{12}\right) + \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \right]
\end{aligned}$$

Utilizando a expressão 5.9 vem:

$$B_{\text{total}}(x,t) = \sum_{k=1}^{24} B_k(x,t) = 12 \cdot B_{\max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right)$$

A onda resultante, chamada de onda viajante, tem variação “espaço-temporal”, ou seja, propaga-se tanto no tempo como no espaço ao longo de todo o semi-estator, com uma amplitude constante de valor $12 \cdot B_{\max}$ e uma velocidade linear v_s relativa ao estator, dada por:

$$d\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) = \omega \cdot dt - \frac{\pi}{\tau} dx = 0$$

Como a velocidade linear do campo passeante é $v_s = \frac{dx}{dt}$, da equação anterior resulta

$$v_s = \frac{\omega \cdot \tau}{\pi} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{\tau}{\pi} = 2 \cdot \tau \cdot f$$

Logo, a onda viajante ao longo da periferia do estator percorre dois passos polares, $2 \cdot \tau$, no período T , ou seja, com uma velocidade

$$v_s = 2 \cdot \tau \cdot f \quad \text{eq. 5.10}$$

No caso em estudo, para efeitos de simulação, teve que se rectificar.

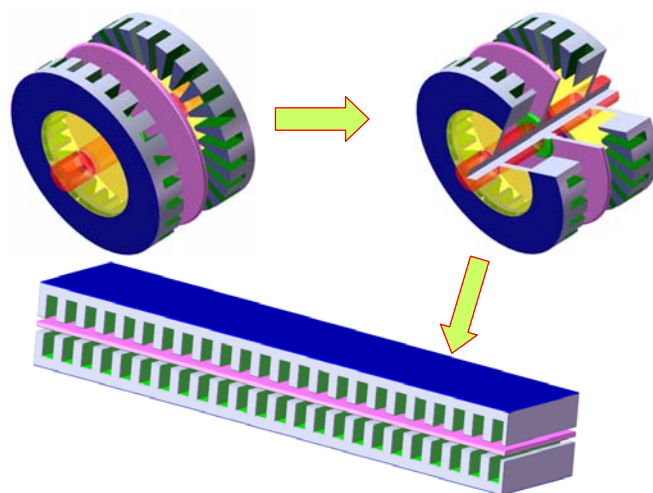


Figura 47 – Rectificação de um motor em tambor dando origem a um motor em linha.

No motor de pólos variáveis, a comutação faz-se jogando com as fases das correntes e portanto, mediante as fases das correntes que são injectadas nas bobinas dos semi-estatores, consegue obter-se 2, 4, 6 ou 8 pólos, variando o passo polar para cada configuração de correntes, uma vez que o número de cavas (ou comprimento l dos semi-estatores) é constante (figura 47).

Assim, no motor de pólos variáveis, o passo polar, τ , depende do número de pares de pólos, p . Para o motor em estudo, rectificado e simulado em Flux2D[®], com 24 cavas, o passo polar para 2, 4, 6 e 8 pólos encontra-se representado na seguinte figura:

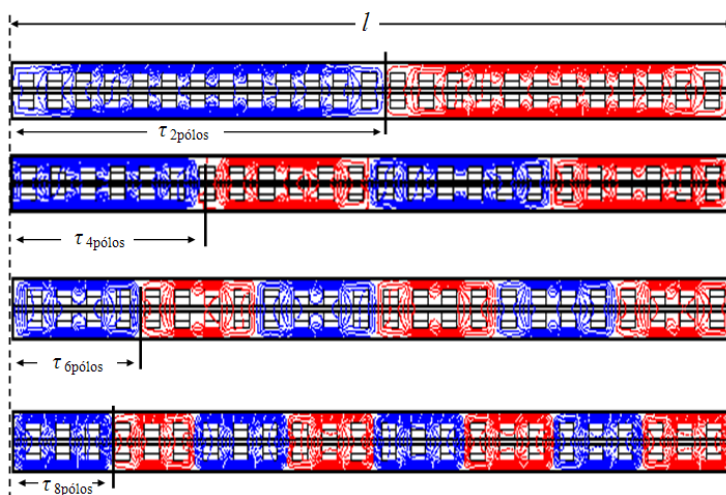


Figura 48 – Linhas de fluxo obtidas nas simulações e passo polar, τ , para o motor rectificado projectado, para as configurações de 2, 4, 6 e 8 pólos.

Na figura anterior tira-se que, o passo polar, τ , diminui com o aumento do número de pares de pólos, ou seja,

$$\begin{cases} \tau_{2\text{pólos}} = l/2 \\ \tau_{4\text{pólos}} = l/4 \\ \tau_{6\text{pólos}} = l/6 \\ \tau_{8\text{pólos}} = l/8 \end{cases} \quad \text{eq. 5. 11}$$

onde l representa o comprimento do estator. Genericamente, o passo polar, τ , vale:

$$\tau_{(2p)\text{pólos}} = l/2p \quad \text{eq. 5. 12}$$

Para 2, 4, 6 e 8 pólos, a velocidade de sincronismo vale:

$$\begin{cases} v_{2\text{pólos}} = 2 \cdot l/2 \cdot f = l \cdot f \\ v_{4\text{pólos}} = 2 \cdot l/4 \cdot f = \frac{l \cdot f}{2} \\ v_{6\text{pólos}} = 2 \cdot l/6 \cdot f = \frac{l \cdot f}{3} \\ v_{8\text{pólos}} = 2 \cdot l/8 \cdot f = \frac{l \cdot f}{4} \end{cases} \quad \text{eq. 5. 13}$$

ou seja, consegue-se chegar a uma relação geral que é dada por:

$$v_{(2p)\text{pólos}} = \frac{l \cdot f}{p} \quad \text{eq. 5. 14}$$

Conclui-se que a velocidade pode variar com a frequência, f , das correntes injectadas nas bobinas dos semi-estatores e/ou com o número de pares de pólos, p , pois, l , é um parâmetro de construção fixo do motor.

Voltando ao motor em estudo, que é de geometria axial, o passo polar, τ , vem dado em graus ou radianos, sendo que uma volta (360° ou 2π) equivale ao comprimento longitudinal de um semi-estator.

À medida que se aumenta o número de pares de pólos, o passo polar diminui de onde vem:

$$\tau = \frac{360^\circ}{2p} = \begin{cases} 180^\circ \text{ mec}, p = 2 \\ 90^\circ \text{ mec}, p = 4 \\ 60^\circ \text{ mec}, p = 6 \\ 45^\circ \text{ mec}, p = 8 \end{cases} \quad \text{eq. 5. 15}$$

Como se pode verificar na imagem abaixo, (retirada da página de internet [Infolytica]) onde são representados vários motores em tambor com as linhas de fluxo que permitem observar qual o número de pólos que é criado nos semi-estatores, o passo polar é representado.

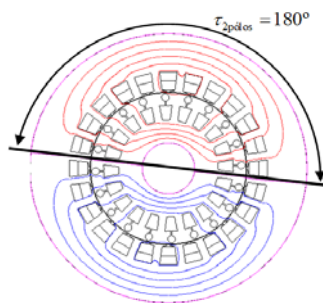


Figura 49 – Motor assíncrono com 2 pólos
 $\Rightarrow \tau_{2pólos} = 180^\circ$

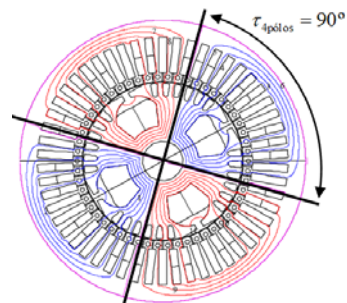


Figura 50 – Motor síncrono com 4 pólos
 $\Rightarrow \tau_{4pólos} = 90^\circ$

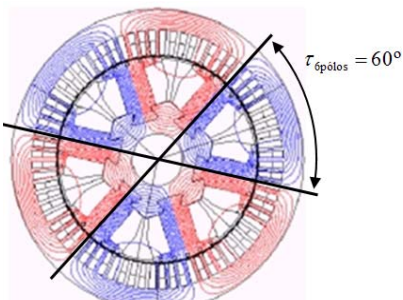


Figura 51 – Motor assíncrono com 6 pólos
 $\Rightarrow \tau_{6pólos} = 60^\circ$

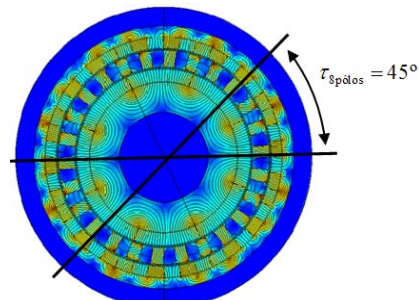


Figura 52 – Motor assíncrono com 8 pólos
 $\Rightarrow \tau_{8pólos} = 45^\circ$

b. Comportamento do motor quando possui o rotor em alumínio

Quando motor possui o rotor constituído por alumínio, o motor apresenta o comportamento de um motor de indução (assíncrono). É o tipo de motor eléctrico mais utilizado em geral, sendo largamente usado em instalações industriais devendo-se a sua grande aplicação à sua simplicidade, robustez, durabilidade e pequena necessidade de manutenção.

Para se compreender o princípio de funcionamento deste motor de indução é preciso compreender a Lei da Faraday ou Lei da Indução Electromagnética, e a lei de Laplace, sendo estas enunciadas seguidamente.

☒ Lei de Faraday ou Indução Electromagnética e regra de Lenz:

- A lei de Faraday (indução) afirma que sempre que através da superfície abraçada por um circuito houver uma variação de fluxo magnético, gera-se nesse circuito uma força electromotriz induzida e se o circuito é fechado será percorrido por uma corrente induzida.

$$\oint_{\text{caminho } l} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Psi_s}{dt} \quad \text{eq. 5. 16}$$

onde E representa o campo eléctrico induzido, $d\vec{l}$ é um elemento infinitesimal da circulação no caminho fechado l do circuito e $\frac{d\Psi_s}{dt}$ é a variação do fluxo de indução magnético ligado com o caminho, ou seja, através de uma superfície nele apoiada. O fluxo magnético, Ψ_s , depende da área da superfície S delimitada pelo caminho l onde o campo de indução magnética \vec{B} penetra, sendo portanto, o campo de indução magnética que atravessa a superfície S , ou seja, é dado por:

$$\Psi_s = \int_{\text{Superfície } S} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad \text{eq. 5. 17}$$

Quando se tem um campo magnético que não varia no tempo, ou seja, quando se estaciona um magneto no interior de uma espira não é possível, obter campo eléctrico. É necessário que a velocidade relativa entre o magneto e a espira seja diferente de zero.

A regra que permite observar qual o sentido do fluxo quando uma corrente circula numa espira pode ser visto na figura seguinte:

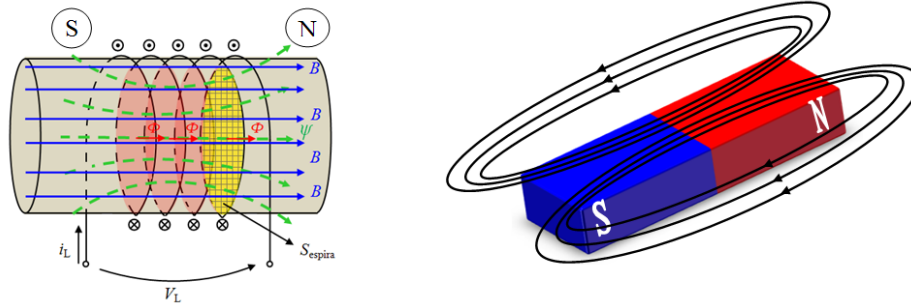


Figura 53 – Criação de um fluxo magnético quando uma corrente i_L percorre uma espira à esquerda e magneto equivalente à direita.

Assim, um magneto é equivalente a uma bobina enrolada em um núcleo de material ferromagnético. Quando uma corrente eléctrica circula na bobina que está enrolada ao material ferromagnético, cria um fluxo magnético. É de notar que quando se tem uma corrente alternada sinusoidal, o sentido da corrente, bem como o fluxo magnético, ϕ , muda periodicamente. Os pólos norte-sul (N-S) que se criam também se invertem consoante a o sentido do fluxo magnético.

⊞ *Lei de Laplace (força electromagnética):*

• A lei de Laplace diz que um condutor que é percorrido por uma corrente eléctrica, i , e atravessado por um fluxo magnético, B , fica sujeito a uma força de natureza electromagnética, ou seja, a interacção entre dois campos magnéticos provoca o aparecimento de uma força de origem electromagnética. Se um condutor que está a ser percorrido por uma corrente, estiver no seio de um campo de indução magnética, este condutor vai ficar sujeito a uma força, como se pode observar na figura seguinte.

Um campo magnético exerce uma força sobre uma partícula em movimento (força de Lorentz) e como uma corrente é formada pelo movimento concertado de muitas partículas, por isso, um campo magnético vai exercer uma força sobre uma corrente.

Sabendo que a corrente é dada pela variação da carga no tempo,

$$i = \frac{dq}{dt} \quad \text{eq. 5. 18}$$

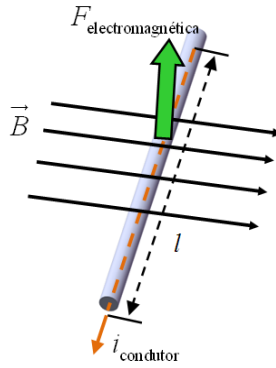


Figura 54 – Força electromagnética sentida num condutor rectilíneo ao ser atravessado por uma corrente i_{condutor} no seio de um campo de indução magnética B .

a quantidade de carga que passa na secção de um fio num certo intervalo de tempo, vale:

$$\Delta q = i \cdot \Delta t \quad \text{eq. 5. 19}$$

A força electromagnética que um campo de indução B exerce sobre um condutor que é atravessado por uma corrente i , vale:

$$\Delta \vec{F}_{\text{electromagnética}} = \Delta q \cdot \vec{v} \times \vec{B} = (I \cdot \Delta t) \cdot \vec{v} \times \vec{B} = I \cdot \Delta \vec{l} \times \vec{B} \quad \text{eq. 5. 20}$$

Finalmente, numa geometria rectangular e com campo \vec{B} invariante ao longo do percurso l , a força electromagnética é dada por:

$$\vec{F}_{\text{electromagnética}} = I \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad \text{eq. 5. 21}$$

Da equação anterior tira-se que a amplitude da força electromagnética é directamente proporcional ao campo de indução magnética, B , à intensidade de corrente

que percorre o condutor, i , ao comprimento do condutor, l e ao seno do ângulo entre a intensidade de corrente e a indução magnética, $(\alpha_i \wedge \alpha_B)$, o que se exprime pela equação seguinte:

$$F_{\text{electromagnética}} = B \cdot i \cdot l \cdot \sin(\alpha_i \wedge \alpha_B) \quad \text{eq. 5. 22}$$

Esta força é responsável por fazer com que uma grande maioria dos motores que funcionam com o princípio do electromagnetismo possam iniciar o seu movimento.

■ *Funcionamento do motor de indução:*

A máquina de indução convencional em tambor possui dois circuitos eléctricos, um no estator e outro na parte do rotor, sendo este último formado por um enrolamento polifásica com os condutores em curto-circuito ou por barras de alumínio (gaiola de esquilo). O princípio de funcionamento deste motor, considerando o caso geral que é um motor com n fases e portanto polifásico, pode ser explicado da seguinte forma:

- As correntes que são injectadas no estator ao circularem nos enrolamentos estatóricos vão dar origem a um campo girante de força magnetomotriz que varia tanto no tempo como no espaço (entreferro entre o estator e o rotor). Esta onda que traduz o campo magnético girante propaga-se à velocidade de sincronismo, N_{sinc} , que, em rotações por segundo, é dada por:

$$N_{\text{sinc}} = \frac{f}{p} \quad \text{eq. 5. 23}$$

onde f representa a frequência, de alimentação das correntes, em Hz, e p representa o número de pares de pólos.

- O campo girante da força magnetomotriz cria, no estator, um campo girante de indução magnética (com um fluxo de indução ψ_{estator}) que se desloca no espaço do entreferro à velocidade de sincronismo N_{sinc} .

- O campo de indução magnética girante vai penetrar o circuito eléctrico do rotor. Nos enrolamentos do rotor induzem-se forças electromotrizes alternadas com uma amplitude e frequência que dependem da velocidade do campo girante em relação aos condutores do rotor. Em relação ao estator, o campo gira a N_{sinc} e o rotor a N_{mec} ; a velocidade do campo em relação ao rotor é dada por: $N_{\text{sinc}} - N_{\text{mec}}$.

- Como o circuito eléctrico do rotor está curto-circuitado, existe um caminho condutor fechado e as forças electromotrizes induzidas dão origem a correntes induzidas que vão circular nos condutores do rotor.

- As correntes induzidas que circulam nos enrolamentos do rotor, interagem com o campo girante \vec{B} originando forças de Laplace sobre os condutores.

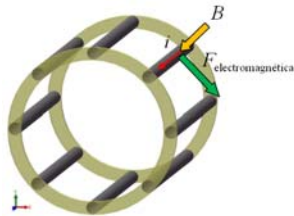


Figura 55 – Gaiola de esquilo.

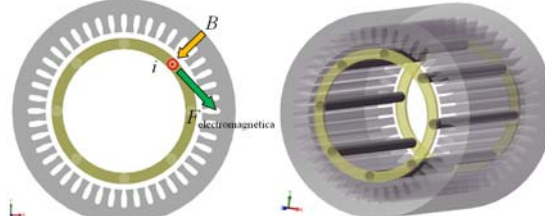


Figura 56 – Motor de indução com gaiola de esquilo.

- As forças electromagnéticas dão origem a um binário electromagnético, T_{elect} que faz rodar o rotor. O valor do binário electromagnético proporcional ao fluxo magnético produzido pelo estator e ao valor das correntes induzidas que aparecem nos condutores do estator, ou seja,

$$T_{\text{elect}} \propto \psi_{\text{estator}} \cdot i_{\text{rotor}} \quad \text{eq. 5. 24}$$

- O movimento do rotor tende a contrariar a causa que lhe deu origem – a velocidade relativa entre o campo magnético e os condutores do rotor – por isso, o rotor, por acção do binário electromagnético, tende a alcançar a velocidade de sincronismo do campo girante estatórico, nunca a atingindo devido às resistências mecânicas.

$$N_{\text{mec}} < N_{\text{sinc}} \quad \text{eq. 5. 25}$$

Esta diferença de velocidades depende dos binários de carga (binário resistente) no veio do motor. À diferença entre a velocidade mecânica de rotação, N_{mec} , e a velocidade de sincronismo, N_{sinc} , chama-se escorregamento, s , de onde vem:

$$s = \frac{N_{\text{sinc}} - N_{\text{mec}}}{N_{\text{sinc}}} \quad \text{eq. 5. 26}$$

Motor Indução em disco – motores de indução de fluxo axial:

Um pouco de história sobre as máquinas de fluxo axial ...

A primeira máquina eléctrica a ser desenvolvida foi a primitiva máquina de fluxo axial construída por Faraday. Desde então, o constante desenvolvimento das máquinas eléctricas fez com que a máquina de fluxo radial prevalecesse sobre a de fluxo axial, e por

volta de 1900 já fosse utilizada em grande escala. Naquela altura, o estudo e desenvolvimento das máquinas eléctricas foi influenciada pelos materiais e pelos métodos de fabrico disponíveis. Já antes de 1980 as máquinas de fluxo axial começam a ter uma grande aplicabilidade em aplicações que exigiam baixas velocidades. O dispendioso fabrico dos motores de indução de fluxo axial foi um dos factores que limitaram a utilização deste tipo de motores, bem como o facto de a construção do rotor ser deficiente ao ponto de este tipo de máquinas não poderem alcançar velocidades muito elevadas [Axcomotors].

O exemplo de um motor eléctrico de fluxo axial (motor em disco) é o motor “panqueca” (*pancake motor*), embora este termo seja mais abrangente, pois entende-se por motor “panqueca” os motores em que o raio do veio é muito inferior ao raio dos semi-estatores. Encontra-se representado na figura seguinte. Trata-se de um motor desenvolvido pela empresa finlandesa *Axcomotors*.

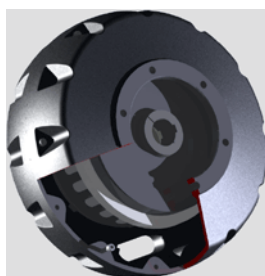


Figura 57 – “*Pancake motor*” desenvolvido pela *Axcomotors*. (imagem obtida da internet com acesso último a http://www.axcomotors.com/axial-flux_technology.html em Janeiro de 2008)

O facto de, actualmente, se conseguirem construir motores de fluxo axial relativamente leves, de reduzido volume e que apresentam excelentes desempenhos mecânicos e dinâmicos são propriedades que fazem da máquina de indução de fluxo axial uma solução para aplicações de velocidade média.

Relativamente ao funcionamento do motor em disco, ele apresenta um comportamento semelhante ao motor de indução em tambor. A diferença é que no motor em disco o fluxo “sai” de um semi-estator, penetra perpendicularmente o disco de alumínio atravessando-o e entrando no outro semi-estator.

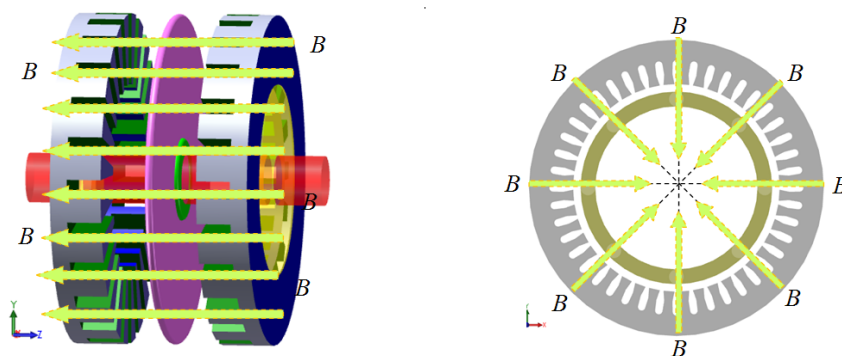


Figura 58 – Motor de fluxo axial à esquerda e motor de fluxo radial à direita.

No caso em estudo nesta dissertação, trata-se de um motor em disco que possui o circuito eléctrico do lado do estator formado por 24 bobinas independentes formando as vinte e quatro fases e cujo rotor é um disco em alumínio sem qualquer enrolamento. As bobinas no estator criam um campo magnético girante fazendo com que rotor “sinta” um campo de indução magnética variável, isto é, $\frac{dB}{dt} \neq 0$. Assim, induzir-se-ão forças electromotrizas no disco condutor de alumínio, as quais darão origem a correntes induzidas, i_{induzida} , que vão circular no disco.

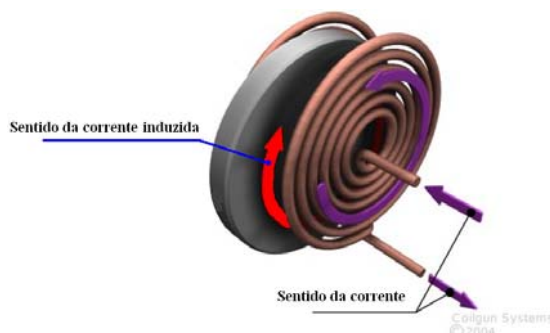


Figura 59 – Corrente induzida num disco (imagem obtida em www.coilgun.eclipse.co.uk).

Analogamente ao descrito aquando do rotor em tambor, as correntes induzidas darão origem a um binário electromagnético, T_{elect} , binário que irá contribuir para a rotação do disco de alumínio.

⚡ *Motor em Linha de Indução*

Um caso particular deste tipo de motores é o motor de indução em linha. Os motores em linha convertem directamente a energia eléctrica em energia mecânica que se traduz num movimento de translação. O motor em linha pode ser obtido a partir da rectificação do motor em disco com duplo estator considerado nesta dissertação. A simulação dos campos num programa de elementos finitos que funciona por descrição da

geometria num plano bidimensional não era possível representar o motor em disco com duplo estator, mas permite simular um seu equivalente, (embora com algumas diferenças) que é o motor em linha.

A força mecânica que um motor de indução em linha consegue desenvolver é proporcional ao quadrado da corrente de alimentação do estator.

$$F_{\text{mecânica}} \propto i_{\text{estator}}^2 \quad \text{eq. 5. 27}$$

Tal como referido anteriormente, os motores de geometria cilíndrica e os motores em linha, embora tenham como base o mesmo princípio de funcionamento apresentam algumas diferenças. Das principais diferenças que existem há a salientar as seguintes:

- ↪ são fisicamente diferentes, pois o motor de geometria cilíndrica possui simetrias que o motor em linha não apresenta.
- ↪ o motor em linha apresentar dispersões adicionais quando comparado com o motor de geometria cilíndrica, pois no motor em linha o fluxo magnético não se fecha por todo o semi-estator, aparecendo dispersão magnética nos topos. A dispersão total é assim maior que a dos motores cilíndricos.

O motor de geometria plana apresenta ainda algumas vantagens construtivas face ao motor de cilíndrico, devido à sua própria geometria. Também o facto de os motores em linha produzirem directamente movimentos lineares de translação pode ser uma vantagem sobre os motores cilíndricos, quando as actuações pretendidas são translações, pois assim poupam-se os mecanismos de transformação de movimento, como bichas ou manivelas ou equivalentes.

A montagem dos motores planos é mais simples que a dos motores cilíndricos, ambos necessitam de manutenção reduzida e possuem um rendimento elevado, embora o motor plano necessite de menor manutenção que o motor cilíndrico pois não possui rolamentos que com o tempo se desgastam e necessitam de ser substituídos.

Consoante a disposição das bobinas que estão nos semi-estatores que permitem obter n fases, aparece uma onda viajante no tempo e no espaço, que traduz o andamento do campo de indução magnética, para o caso particular de dois pólos, da forma:

$$B(x, t) = \left(\frac{n}{2}\right) \cdot B_{\text{max}} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad \text{eq. 5. 28}$$

no qual τ é o passo polar do motor. Admitindo que esta onda viajante é criada pelos semi-estatores de uma máquina de geometria cilíndrica onde as correntes de alimentação das

bobinas têm uma frequência f em Hz então a velocidade angular de rotação mecânica vale:

$$\omega_{\text{mec}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad \text{eq. 5. 29}$$

em rad/s.

A velocidade linear de propagação da onda viajante no estator do motor em linha, conhecida por velocidade de sincronismo, v_{sinc} , vale:

$$v_{\text{sinc}} = 2 \cdot \tau \cdot f \quad \text{eq. 5. 30}$$

A velocidade de translação, $v_{\text{mec_transl}}$, que o rotor em alumínio do motor em linha de indução toma é sempre inferior à velocidade de sincronismo, devido ao escorregamento, s , que vale:

$$v_{\text{mec_transl}} = v_{\text{sinc}} \cdot (1 - s) \quad \text{eq. 5. 31}$$

O deslocamento do motor é de translação como já se tinha referido, pois ao se aplicarem n tensões às n bobinas presentes nos semi-estatores que formam as n fases, estando as correntes que se injectam nas bobinas desfasadas no tempo de $360^\circ \text{elétricos}/n$ no tempo e $2\pi/n$ metro no espaço vão circular correntes nas espiras das bobinas criando a onda viajante no tempo e no espaço. Pela lei de Faraday, e como existe uma variação do campo de indução magnética, isto é, $\frac{dB}{dt} \neq 0$, são induzidas forças electromotrizes na chapa condutora de alumínio dando-se origem a correntes eléctricas induzidas, correntes essas que criam um campo magnético. Pela lei de Laplace, cria-se uma força de origem electromagnética que é responsável pelo movimento de translação da chapa de alumínio que compõe o rotor. A figura seguinte traduz este fenómeno.

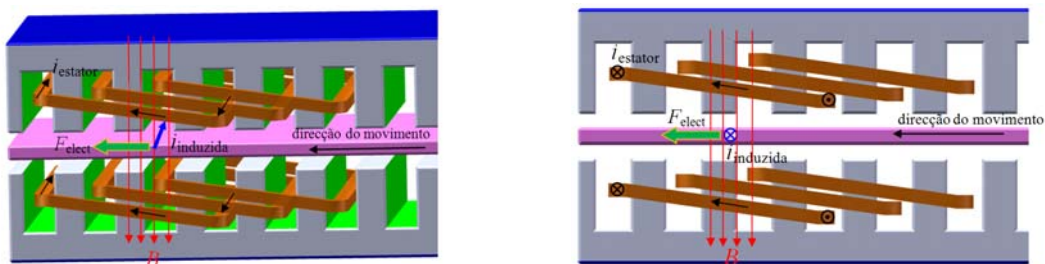


Figura 60 – Origem da força electromagnética que dá origem ao movimento de translação após criação da onda viajante e consequentemente correntes induzidas na chapa de alumínio.

No motor de indução em linha aparece um fenómeno de levitação de origem magnética, pois o rotor é basicamente constituído por uma folha de alumínio e nele são induzidas forças electromotrizes as quais provocam correntes eléctricas que o atravessam.

Essas correntes provocam um fluxo magnético que tende a não sentir a variação do fluxo magnético criado pelo estator, resultando numa força de repulsão entre a chapa de alumínio e o rotor, isto é, devido às correntes induzidas na chapa de alumínio, criam-se pólos com a mesma polaridade que os criados pelos estatores dando origem a repulsão magnética.

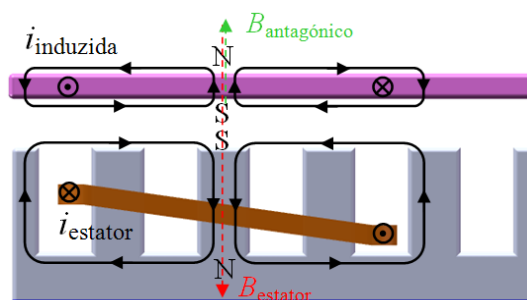


Figura 61 – Levitação magnética da chapa de alumínio.

Como é possível visualizar na figura acima, a levitação magnética é devido ao facto de no entreferro semi-estator/rotor se criarem pólos com a mesma polaridade, fazendo com que o rotor e os semi-estatores se afastem.

Devido às excelentes características dos motores de indução estes têm sido utilizados numa grande variedade de accionamentos electromecânicos, desde o accionamento de pequenas ventoinhas como o accionamento de poderosos compressores na indústria química, como em utilização em comboios, entre outros.

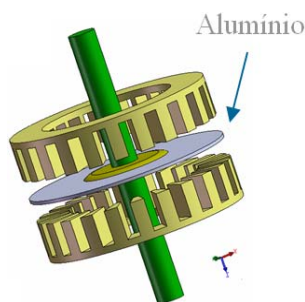


Figura 62 – Desenho do motor em disco com o rotor em alumínio.

O motor desenvolvido nesta dissertação é alimentado à frequência 50 Hz, corresponde à velocidade de sincronismo de 3000 rpm para 2 pólos, ou seja, consegue atingir-se a velocidade mais elevada para o número de par de pólos mais baixo. Assim com a técnica em estudo de comutar electronicamente o número de pares de pólos, p , da máquina entre de 1, 2, 3 e 4 pares de pólos, através das fases das correntes injectadas nas bobinas dos semi-estatores é possível obter diversas velocidades:

$$\begin{aligned}
N_{\text{sinc_2pólos}} &= 3000 \text{ rpm para } 2 \text{ pólos } (p = 1) \\
N_{\text{sinc_4pólos}} &= 1500 \text{ rpm para } 4 \text{ pólos } (p = 2) \\
N_{\text{sinc_6pólos}} &= 1000 \text{ rpm para } 6 \text{ pólos } (p = 3) \\
N_{\text{sinc_8pólos}} &= 750 \text{ rpm para } 8 \text{ pólos } (p = 4)
\end{aligned}
\tag{eq. 5. 32}$$

Ou seja, de uma forma geral vem:

$$N_{\text{sinc_}(2p)\text{pólos}} = \frac{3000}{p} \text{ rpm} \tag{eq. 5. 33}$$

Com as quatro velocidades, consegue-se construir uma caixa de velocidades. Como o comando, trata-se de uma caixa de velocidades eléctrica.

No motor de indução, a velocidade de rotação do rotor é diferente da velocidade de sincronismo, devendo-se ao facto de ter de existir uma diferença de velocidades entre o rotor e o campo girante do estator. A esta diferença de velocidades, expressa em termos relativos, dá-se o nome de *escorregamento*, s , definido da seguinte equação:

$$s = \frac{N_{\text{sinc}} - N_{\text{mec}}}{N_{\text{sinc}}} \times 100 \Leftrightarrow N_{\text{mec}} = N_{\text{sinc}} (1 - s) \tag{eq. 5. 34}$$

onde N_{sinc} é a velocidade de sincronismo (no estator) e N_{mec} é a velocidade mecânica de rotação do motor. O *escorregamento*, s , depende das perdas mecânicas por atrito e da carga imposta. De uma maneira aproximada [Ventim] o rendimento deste tipo de motores está directamente relacionado com o *escorregamento* da máquina, como se pode observar na seguinte equação:

$$\eta = (1 - s) \tag{eq. 5. 35}$$

Pela equação anterior, o rendimento do motor é tanto maior quanto maior for a sua potência, pois o *escorregamento* pode diminuir com o aumento da potência. Quanto mais a velocidade de sincronismo, N_{sinc} , se aproximar da velocidade mecânica de rotação, N_{mec} , menor será o *escorregamento* s a partir da equação 5.34 e portanto maior será o rendimento.

Como se verificou anteriormente o binário (ou a força no caso da máquina em linha) é conseguido pela interacção, no entreferro, dos campos girantes do rotor e do estator. O campo girante criado pelas correntes estatóricas roda no entreferro, à velocidade síncrona, ω_{sinc} , e interagindo com o campo girante do rotor provoca o aparecimento de um binário electrodinâmico, T_{elect} .

Como os campos magnéticos criados nos semi-estatores giram à velocidade (constante) de sincronismo ω_{sinc} , dependendo da frequência de alimentação das correntes

que são injectadas nas bobinas, o binário electrodinâmico desenvolvido T_{elect} , é proporcional a essa potência:

$$\begin{aligned} P_{\text{int}} &= T_{\text{elect}} \cdot \frac{\omega_{\text{sinc}}}{p} \\ T_{\text{elect}} &= \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \cdot p = \frac{P_{\text{int}}}{2\pi f} \cdot p \end{aligned} \quad \text{eq. 5. 36}$$

onde P_{int} representa a potência interna e p o número de pares de pólos.

Este binário associado à potência mecânica desenvolvida (desprezando as perdas de binário nos atritos). A potência mecânica é o produto da velocidade mecânica pelo binário mecânico (sendo este igual ao electrodinâmico desenvolvido):

$$P_{\text{mec}} = T_{\text{elect}} \times N_{\text{mec}} \quad \text{eq. 5. 37}$$

Juntando as equações 5.36 e 5.37 vem que:

$$P_{\text{mec}} = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \times N_{\text{mec}} = P_{\text{int}} (1 - s) \quad \text{eq. 5. 38}$$

Analisando a equação 5.36 verifica-se que o binário depende do número de pares de pólos p , onde para 2, 4, 6 e 8 pólos (1, 2, 3 e 4 pares de pólos, respectivamente) tem-se o seguinte:

$$\begin{cases} T_{\text{elect_2pólos}} = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \cdot 1 = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \\ T_{\text{elect_4pólos}} = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \cdot 2 = 2 \cdot T_{\text{elect_2pólos}} \\ T_{\text{elect_6pólos}} = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \cdot 3 = 3 \cdot T_{\text{elect_2pólos}} \\ T_{\text{elect_8pólos}} = \frac{P_{\text{int}}}{\omega_{\text{sinc}}} \cdot 4 = 4 \cdot T_{\text{elect_2pólos}} \end{cases} \quad \text{eq. 5. 39}$$

Ou seja:

$$T_{\text{elect_}(2p)\text{pólos}} = p \cdot T_{\text{elect_2pólos}} \quad \text{eq. 5. 40}$$

O binário electromagnético desenvolvido pelo motor aumenta com o número de pólos.

Relativamente à relação entre a velocidade e o número de pólos, tem-se:

$$N_{\text{sinc}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad \text{eq. 5. 41}$$

em que acontece o oposto que acontecia com o binário, isto é, quando se tem um valor elevado de pólos, o valor de binário é elevado mas a velocidade diminui.

Analisando a velocidade do campo girante criado no estator, que é a velocidade de sincronismo, quando se tem apenas 2 pólos a velocidade de sincronismo mecânica será a própria velocidade de sincronismo eléctrica, quando se comuta para 4, 6 e 8 pólos a velocidade comuta, também para, $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ e $\frac{1}{4}$ da velocidade de sincronismo, respectivamente, ou seja:

$$\left\{ \begin{array}{l} N_{2\text{pólos}} = \frac{2\pi \cdot f}{1} = N_{\text{sinc}} \\ N_{4\text{pólos}} = \frac{2\pi \cdot f}{2} = \frac{1}{2} \cdot N_{\text{sinc}} \\ N_{6\text{pólos}} = \frac{2\pi \cdot f}{3} = \frac{1}{3} \cdot N_{\text{sinc}} \\ N_{8\text{pólos}} = \frac{2\pi \cdot f}{4} = \frac{1}{4} \cdot N_{\text{sinc}} \end{array} \right. \quad \text{eq. 5. 42}$$

De uma forma geral vem:

$$N_{(2p)\text{pólos}} = \frac{1}{p} \cdot N_{2\text{pólos}} \quad \text{eq. 5. 43}$$

A velocidade, quer seja a de sincronismo, isto é, a criada no estator, $\omega_{\text{campo_girant_estator}} = \omega_{\text{sinc}}$, quer seja a do rotor, uma vez que depende da velocidade de sincronismo (equação 5.41), diminui com o número de pares de pólos, p , ou seja, quanto maior for o número de pólos menor é a velocidade ($\omega_{\text{campo_girant_estator}}$, ω_{rotor} ou N_{mec}) desenvolvida pelo motor.

Controlo do motor de pólos variáveis quando o rotor é em alumínio – motor de indução em disco:

A partir das equações que traduzem o comportamento de um corpo de massa M em movimento de rotação (tiradas no ponto 4.4 do capítulo IV), pode programar-se a simulação do comportamento do motor, por exemplo, com auxílio de software como o Matlab ou VisualBasic e observar o seu comportamento do motor quando se comuta electronicamente o número de pólos do motor.

À frequência de 50 Hz, a velocidade de sincronismo será quando se tem a configuração de fases das correntes nos semi-estatores que permite ter 2 pólos, ou seja:

$$N_{\text{sinc_max}} = N_{\text{sinc}} (2 \text{ pólos}) = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} = 3000 \text{ rpm}$$

De onde vem que para as restantes configurações se obtém:

$$\begin{cases} N_{\text{sync}}(4 \text{ pólos}) = \frac{2\pi \times 50}{2} = \frac{3000}{2} = 1500 \text{ rpm} \\ N_{\text{sync}}(6 \text{ pólos}) = \frac{3000}{3} = 1000 \text{ rpm} \\ N_{\text{sync}}(8 \text{ pólos}) = \frac{3000}{4} = 750 \text{ rpm} \end{cases}$$

Relativamente ao binário desenvolvido sabe-se que se obtém o valor mais elevado quando o número de pares de pólos é o mais elevado, ou seja:

$$T_{\text{elect_8pólos}} > T_{\text{elect_6pólos}} > T_{\text{elect_4pólos}} > T_{\text{elect_2pólos}} \quad \text{eq. 5. 44}$$

Utilizando os valores de binários e velocidades obtidas em simulações no Flux2D[®], no MatLab[®] consegue obter-se o andamento do binário, T , em função do escorregamento, s , bem como da característica binário em função da velocidade, uma vez que esta pode ser obtida a partir do escorregamento.

Para 2, 4, 6 e 8 pólos a curva binário/escorregamento tem o seguinte andamento:

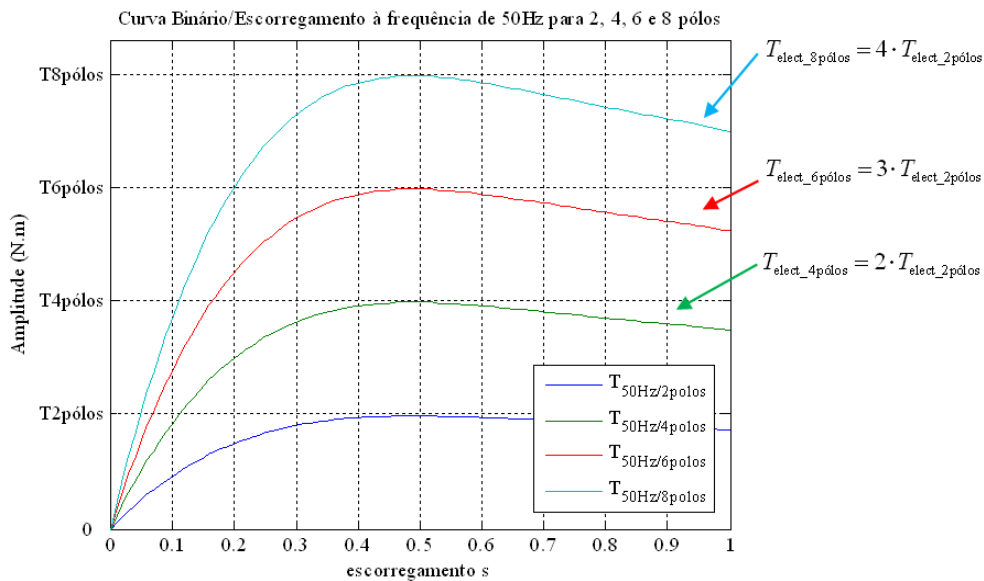


Figura 63 – Andamento do binário em função do escorregamento para 2, 4, 6 e 8 pólos.

Pela figura, para o número de pólos mais baixo, ou seja, no caso em estudo para 2 pólos, o binário do motor é mais baixo do que para 4, 6 e 8 pólos respectivamente, sendo a relação:

$$T_{\text{elect}_{(2p)\text{pólos}}} = p \cdot T_{\text{elect_2pólos}} \quad \text{eq. 5. 45}$$

A característica binário/velocidade, pode obter-se através da relação entre a velocidade mecânica com o escorregamento que é dada por:

$$\Omega_{mec} = \frac{v_{sinc}}{p}(1-s) \quad \text{eq. 5. 46}$$

A característica binário/velocidade para um motor de indução em disco, encontra-se representado na figura 64.

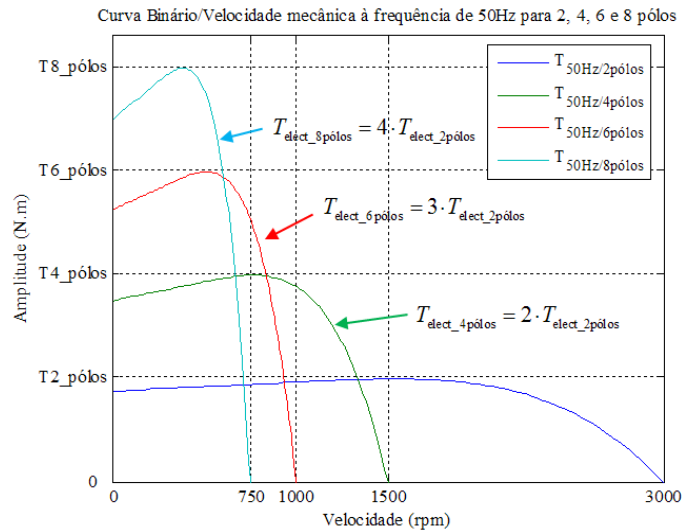


Figura 64 – Característica binário/velocidade para 2, 4, 6 e 8 pólos do motor de indução em tambor.

Segundo a equação 5.46 e como se pode analisar a partir da figura 64, a velocidade mecânica do motor, Ω_{mec} , diminui à medida que se aumenta o número de pólos da máquina.

Ao analisar o que acontece com a velocidade e com o binário, chega-se à conclusão que, uma vez que se tem binário desenvolvido máximo para 8 pólos, então configura-se as correntes a injectar no estator para ter 4 pares de pólos de forma a proceder ao arranque do motor. Com os 8 pólos consegue obter-se a velocidade de sincronismo de 750 rpm no estator, sendo esta a velocidade da onda viajante que é criada nos estatores.

Posteriormente, configura-se as correntes a injectar nas bobinas dos estatores com o jogo de correntes que permite obter 6 pólos (3 pares de pólos) atingindo-se uma velocidade de sincronismo máxima de $60 \cdot 50 / 3 = 1000$ rpm. Com 4 pólos criados nos estatores consegue-se obter $60 \cdot 50 / 2 = 1500$ rpm. Finalmente comuta-se para 2 pólos para o qual se obtém a velocidade máxima de 3000 rpm para o motor em estudo. Sabendo que a característica temporal da velocidade e do binário, tipicamente para este tipo de máquinas, é a seguinte:

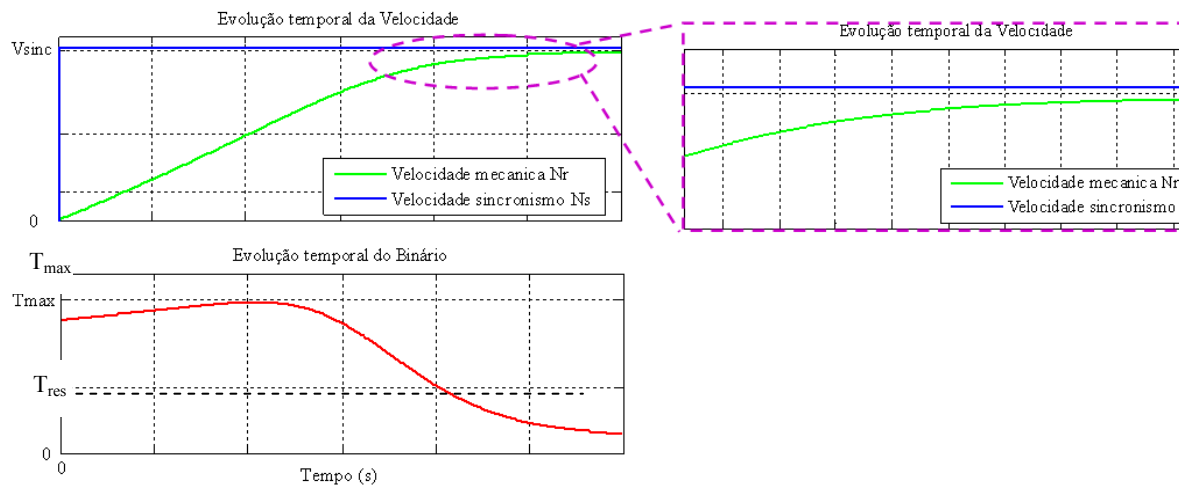


Figura 65 – Característica temporal da velocidade e binário numa máquina eléctrica.

A velocidade mecânica não alcança a velocidade de sincronismo, pois ao motor de indução está associado um escorregamento, s , estando a velocidade mecânica na zona subsíncrona. O binário, em regime permanente, tende para o valor do binário resistente, T_{res} .

A evolução da velocidade é crescente à medida que se aumenta o número de pólos, já com o binário desenvolvido pelo motor acontece exactamente o oposto (figura 66). O comportamento do motor em termos de velocidade e binário, desde 0 rpm até à velocidade máxima de 3000 rpm, passando de 8 pólos, para 6 pólos, depois para 4 pólos e finalmente 2 pólos é o seguinte:

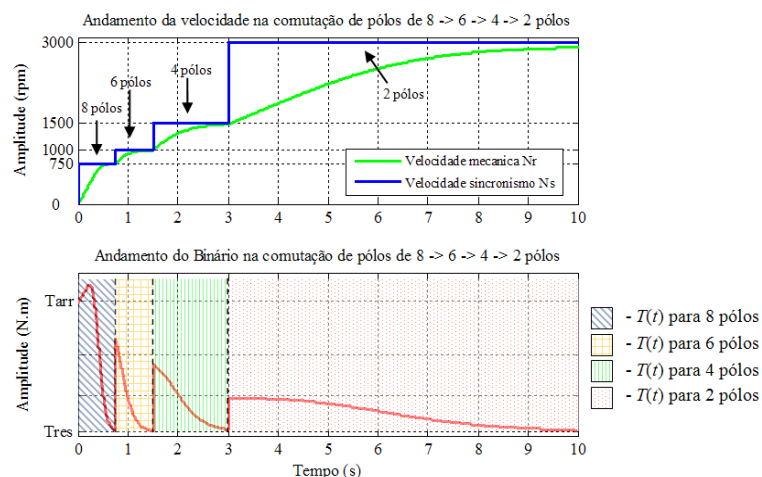


Figura 66 – Controlo do motor comutando o número de pólos.

Como se pode verificar na figura 66, à medida que a velocidade aumenta com a comutação decrescente do número de pares de pólos da máquina, já o binário diminui, tendendo este para um valor mínimo de binário que é o resistente (T_{res}).

A estratégia inicialmente definida para saber quando é que se comuta o número de pólos do motor (ou seja, qual o instante em que se injecta as correntes nas bobinas dos estatores de modo a obter um número de pólos uma grandeza abaixo) de forma a se ter um incremento na velocidade, foi a de fazê-lo quando a velocidade é metade da velocidade de sincronismo no número de pólos seguinte, isto é:

$$\begin{aligned} \text{sendo } v_{\text{sincronismo actual}} &= \frac{2\pi \cdot f}{p} \\ \text{se } \left(v_{\text{mec}} \geq \frac{v_{\text{sincronismo (p-1)pólos}}}{2} \right) &\text{ então } p = p - 1 \\ \text{onde } v_{\text{sincronismo (p-1)pólos}} &= \frac{2\pi \cdot f}{p-1} \end{aligned}$$

v_{mec} aumenta e T_{desen} diminui

Outra estratégia de comando poderia ser de utilizar um controlador PID de forma a fazer a comutação de pólos quando a diferença entre a velocidade de sincronismo e a velocidade mecânica do motor fosse mínima, funcionando neste caso como um dispositivo que era sensível a quando de as rotações para aquele número de pólos se esgotava, isto é, funcionaria como o conta-rotações, no qual se definiria que para um determinado número de rotações por minuto ele comutava e aí comportar-se-ia como uma caixa de velocidades que os automóveis têm utilizado até aos dias de hoje.

c. Comportamento do motor quando o rotor é em materiais SAT

Quando o rotor do motor em disco é de material que pode adquirir o estado supercondutor o motor comporta-se como o motor de histerese, como referido anteriormente.

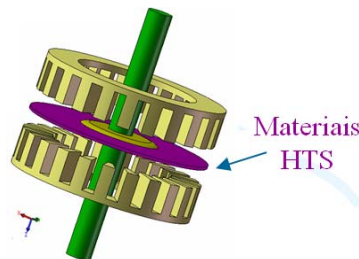


Figura 67 – Desenho do motor em disco com rotor em materiais supercondutores (SAT).

Aquando da magnetização do rotor através do campo magnético girante criado nas bobinas dos semi-statores, no material supercondutor aparecem os anteriormente referidos vórtices de correntes induzidas. Os vórtices viajam ao longo do disco SAT até que ficam presos numa impureza, impureza essa que aparece de propósito pois os

materiais supercondutores são dopados para este tipo de aplicações, dando-se um fenómeno de ancoragem de fluxo (*flux pinning*). Aquando da ancoragem do fluxo os vórtices, que estão sempre à mesma distância numa rede tetraédrica equilibrada, devido aos sentidos das correntes em turbilhão que dão origem aos fluxóides ou vórtices, existe forças de atracção e repulsão que se equilibram e os vórtices mantêm sempre a mesma estrutura da rede. Quando há uma variação do campo de indução magnética diferente de zero no rotor, inicia-se o movimento. O rotor acompanha o campo girante do estator, em avanço, sempre com uma desfasagem θ , apresentando o comportamento semelhante ao de uma máquina síncrona (figura 68).

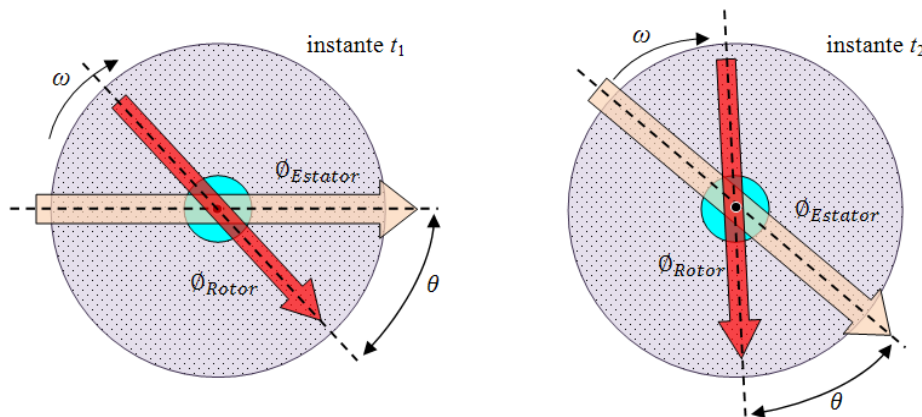


Figura 68 – Motor com disco em supercondutor com funcionamento síncrono.

5.3 – Simulação analítica em MatLab e Excel

Sendo as equações das correntes nas camadas, superior e inferior em cada cava k dadas por:

$$\begin{cases} i_{\text{sup}}(t, k, N_{\text{pólos}}) = I \cdot \cos\left(\omega \cdot t - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}}\right) \\ i_{\text{inf}}(t, k + \lambda, N_{\text{pólos}}) = -I \cdot \cos\left(\omega \cdot t - k \cdot \pi \cdot \frac{N_{\text{pólos}}}{N_{\text{cavas}}}\right) \end{cases} \quad \text{eq. 5. 47}$$

A corrente que circula por cava, i_{total_k} , é dada pelo integral das correntes na cava k , superior, I_{sup} , e inferior, I_{inf} , ou seja,

$$i_{\text{total}_k}(t, k, N_{\text{pólos}}) = \int_{\text{na cava } k} i(t, k, N_{\text{pólos}}) \cdot dk = i_{\text{sup}}(t, k, N_{\text{pólos}}) + i_{\text{inf}}(t, k, N_{\text{pólos}}) \quad \text{eq. 5. 48}$$

O estudo de como se consegue ter uma onda viajante com um determinado número de pólos, implementou-se com base nessas mesmas equações no MatLab® e Excel, de forma a analisar qual o comportamento da força magnetomotriz, $f.m.m.$, quando se

comuta as correntes nos semi-estatores deste motor em disco, mais concretamente, como foi visto anteriormente as fases das correntes injectadas nas bobinas dos semi-estatores.

- **Para 2 pólos:**

De forma a obter 2 pólos, utilizam-se as expressões da equação 5.47 para saber qual o valor das correntes em cada cava. As correntes em cada cava, k , no instante $t = 0$ segundos encontra-se representado na seguinte figura.

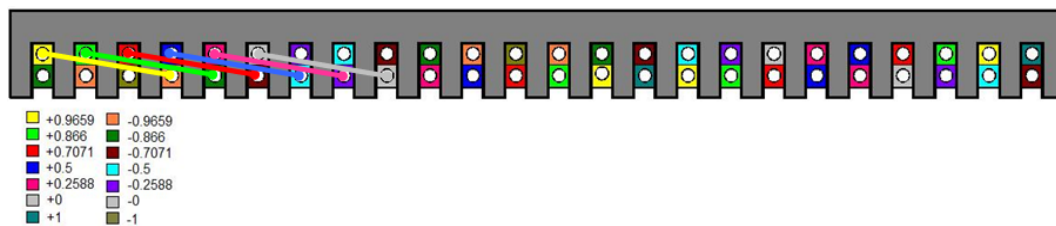


Figura 69 – Semi-estator superior e valores das correntes (em ampère) injectadas na camada superior e inferior para 2 pólos.

O andamento espacial das correntes e da força magnetomotriz no instante que permite obter as correntes da figura anterior é o seguinte:

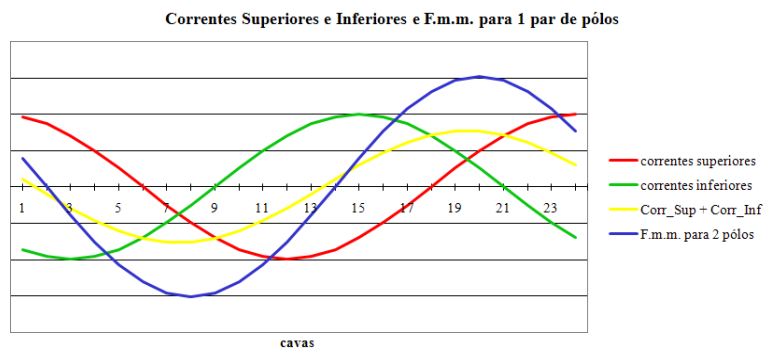


Figura 70 – Aproximação sinusoidal do andamento das correntes e da força magnetomotriz nos semi-estatores com o índice das cavas para 2 pólos no instante $t = 0$ segundos.

Como se pode ver pela evolução da curva da força magnetomotriz, $f.m.m.$, é possível obter 2 pólos. Considerando outro instante de tempo qualquer, os resultados que se obtêm para a evolução da força magnetomotriz ao longo dos semi-estatores são os seguintes:

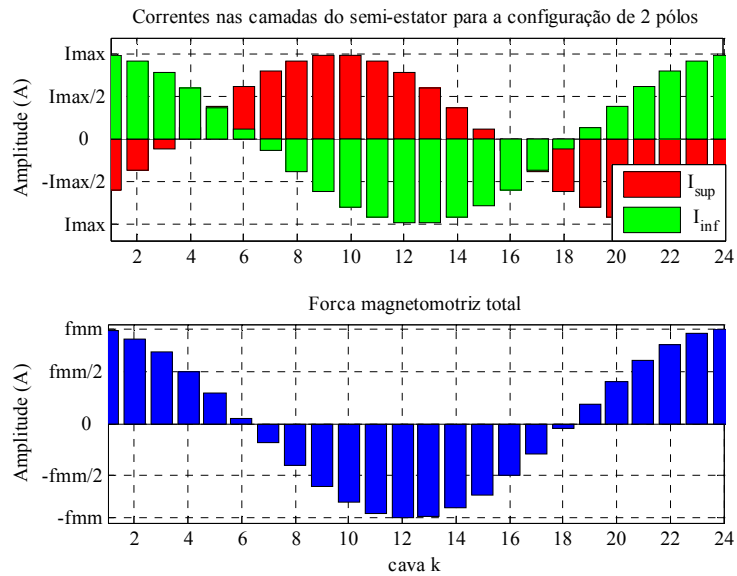


Figura 71 – Correntes superiores e inferiores (cima); $f.m.m.$ criada na máquina (baixo) (ao longo das cavas k para um instante de tempo t diferente de zero).

Como se pode verificar nos gráficos das figuras 70 e 71, a força magnetomotriz, $f.m.m.$, apresenta um máximo e um mínimo, indicando portanto que o número de pólos é de 2.

- **Para 4 pólos:**

As correntes em cada cava, k , no instante $t = 0$ segundos para 4 pólos é representado na seguinte figura.

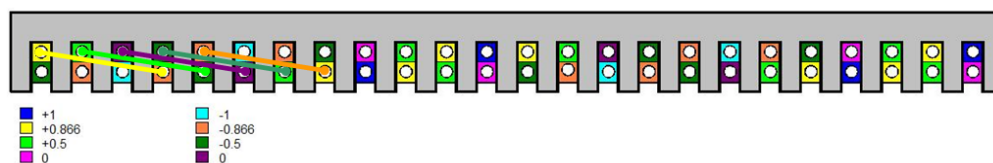


Figura 72 – Semi-estator superior e valores das correntes injectadas (em ampère) na camada superior e inferior para 4 pólos.

A evolução da $f.m.m.$ e das correntes ao longo das 24 cavas dos semi-estatores e para o instante de tempo $t = 0$ segundos de forma a obter 4 pólos encontra-se representada na figura 73.

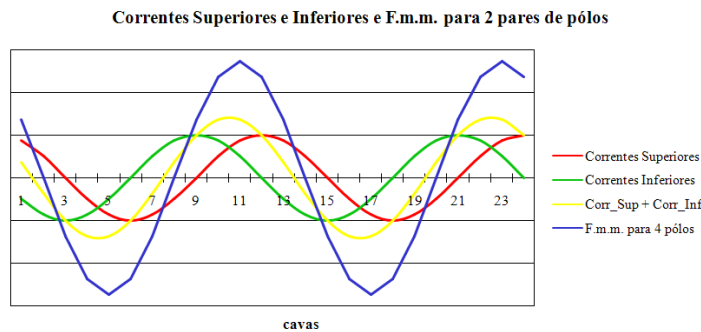


Figura 73 – Aproximação sinusoidal do andamento das correntes e da *f.m.m.* nos semi-estadores com o índice das cavas para 4 pólos no instante de tempo inicial ($t = 0$) ao longo das 24 cavas que compõe o semi-estator.

Considere-se agora um instante de tempo qualquer t diferente do instante inicial vem que as correntes nas 24 cavas do semi-estator e a força magnetomotriz têm o seguinte andamento.

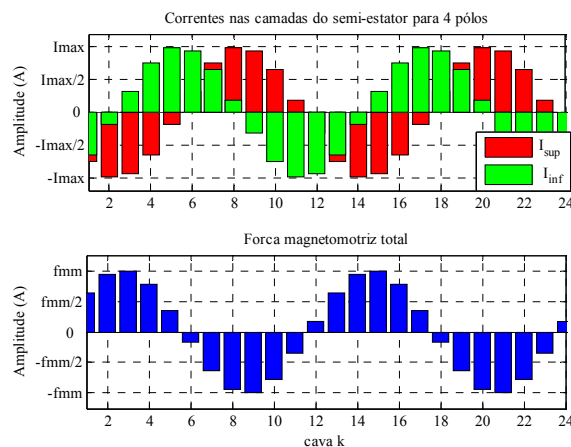


Figura 74 – Correntes superiores e inferiores nas cavas (cima); *f.m.m.* criada na máquina (baixo) (ao longo das cavas k para um instante de tempo t diferente de zero).

Analisando o gráfico que traduz a força magnetomotriz, *f.m.m.*, ou seja, os gráficos das figuras 73 e 74, verifica-se que este apresenta quatro extremos, dois máximos e dois mínimos, indicando portanto, que para esta configuração de correntes, tem-se 4 pólos.

- **Para 6 pólos:**

Para se obter 3 pares de pólos, o valor de correntes no semi-estator são as seguintes.

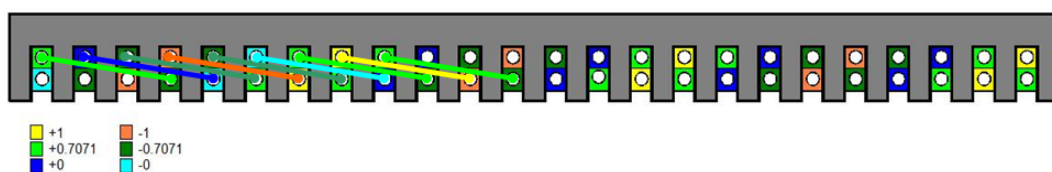


Figura 75 – Semi-estator superior e valores das correntes injectadas (em ampère) na camada superior e inferior para 6 pólos.

No gráfico da figura 76 representa-se o andamento das correntes e da *f.m.m.* no instante $t = 0$ segundos ao longo das 24 cavas do semi-estator.

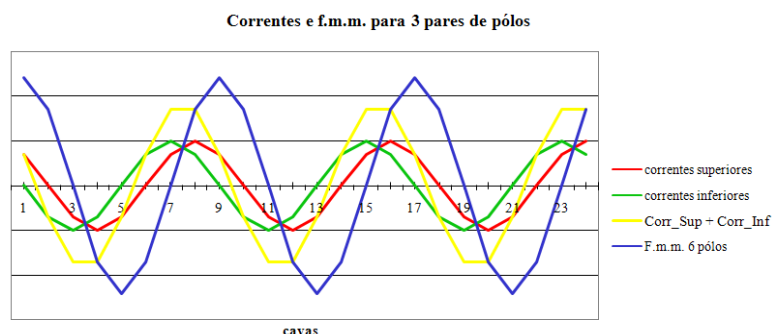


Figura 76 – Aproximação sinusoidal do andamento das correntes e da força magnetomotriz nos semi-estatores com o índice das cavas para 6 pólos.

Para um instante de tempo diferente de zero segundos o andamento das correntes e da *f.m.m.* ao longo do semi-estator é o da figura 77:

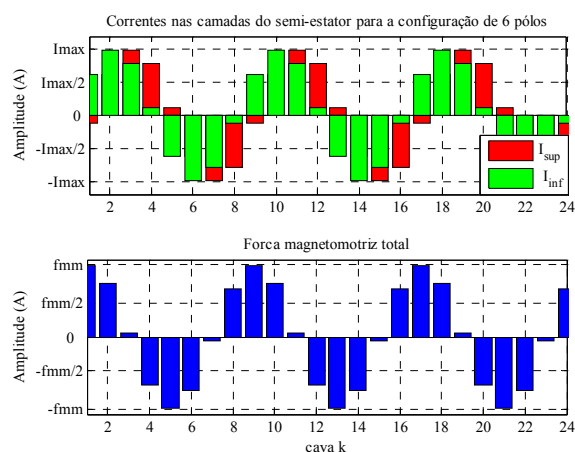


Figura 77 – Correntes superiores e inferiores nas cavas (cima); *f.m.m.* criada na máquina (baixo).

Ao analisar a força magnetomotriz, *f.m.m.*, para 6 pólos, verifica-se que esta tem seis extremos, três máximos e três mínimos, indicando portanto, que para esta configuração de correntes (desfasagens), a máquina apresenta 6 pólos criados no semi-estator.

- **Para 8 pólos:**

Finalmente para obter os 4 pares de pólos, que equivale aos 8 pólos, nos semi-estatores, as correntes a injectar têm que ser as seguintes:

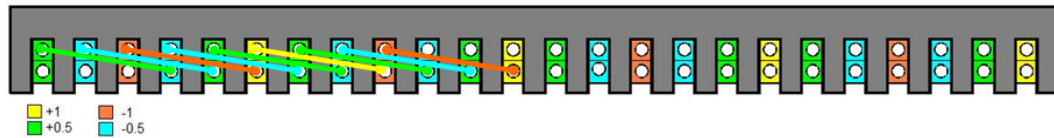


Figura 78 – Semi-estator superior e valores das correntes injectadas (em ampère) na camada superior e inferior para 8 pólos.

No gráfico da figura seguinte representa-se o andamento das correntes e da *f.m.m.* no instante $t = 0$ segundos ao longo das 24 cavas do semi-estator, no qual se verifica que se obtém 8 pólos nos semi-estatores.

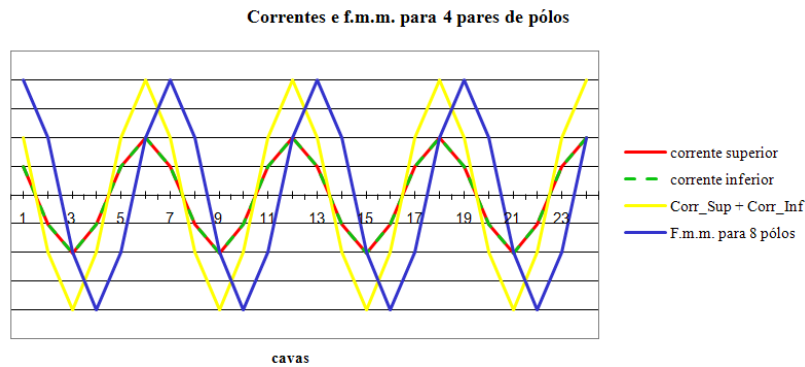


Figura 79 – Aproximação sinusoidal do andamento das correntes e da força magnetomotriz nos semi-estatores com o índice das cavas para 8 pólos.

Considere-se agora um instante de tempo qualquer t diferente do instante inicial vem que as correntes nas 24 cavas do semi-estator e a força magnetomotriz têm o seguinte andamento.

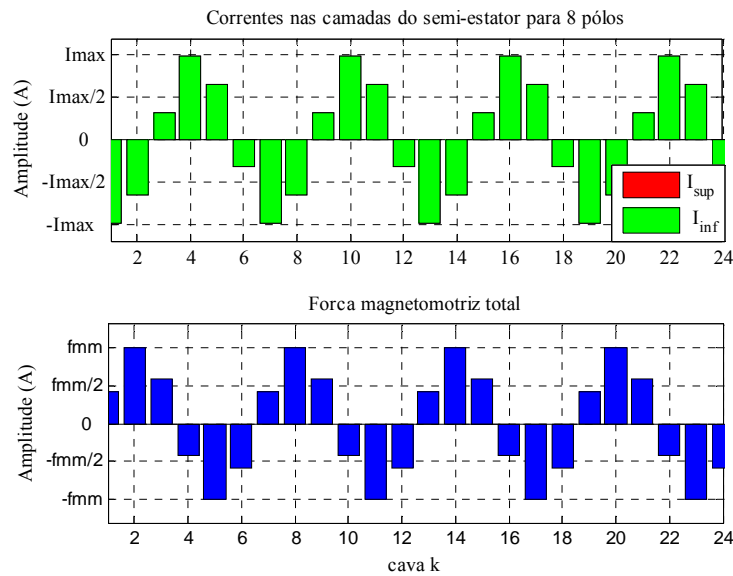


Figura 80 – Correntes superiores e inferiores nas cavas (cima); f.m.m criada na máquina (baixo).

Mais uma vez por análise da força magnetomotriz, *f.m.m.*, verifica-se que esta possui quatro máximos e quatro mínimos, ou seja, tem oito extremos, indicando portanto, que para esta configuração de correntes (desfasagens), tem 8 pólos criados no semi-estator.

Relativamente à criação da onda viajante, esta comprova-se ao se calcular o valor da *f.m.m.* para dois instantes de tempo, t_1 e t_2 , diferentes. Como é possível verificar na figura abaixo para por exemplo 2 pólos.

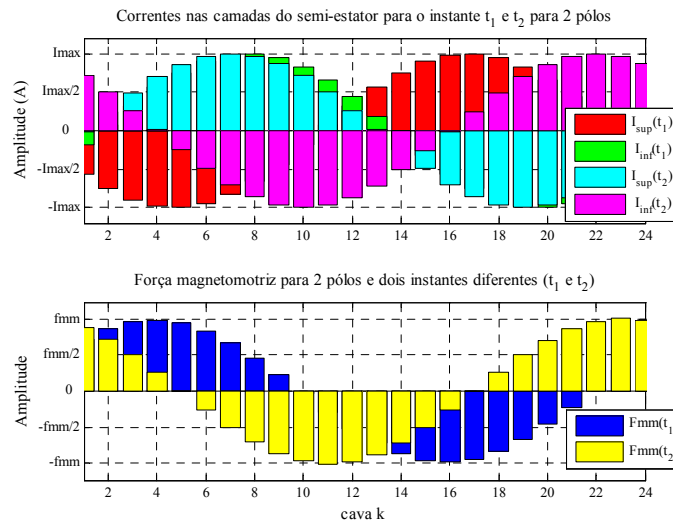


Figura 81 – Onda viajante no tempo e no espaço para 2 pólos nos semi-estatores.

Qualquer que seja para 2, 4, 6 ou 8 pólos, a onda que traduz a *f.m.m.* viaja no espaço k , isto é, ao longo das 24 cavas de cada semi-estator e ao longo do tempo, t . Para 4, 6 e 8 pólos a *f.m.m.* também se propaga no tempo e no espaço. A *f.m.m.* no instante t_2 encontra-se x cavas mais à frente, mantendo a mesma amplitude, do que a *f.m.m.* no instante t_1 , significando que a onda se propaga ao longo de todo o semi-estator. Assim sendo a expressão desta força magnetomotriz é:

$$Fmm(x, t) = Fmm_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \quad \text{eq. 5. 49}$$

que representa uma onda viajante no tempo t e no espaço x , propagando-se no sentido da direita para a esquerda (sentido positivo do eixo das abcissas), à velocidade de:

$$v = 2 \cdot \tau \cdot f$$

Os gráficos acima e o descrito nestas últimas páginas, ilustra-se a possibilidade de comutar o número de pares de pólos de uma máquina variando as fases das correntes que se injecta nas bobinas dos semi-estatores.

Após se ter implementado e verificado, como é o propósito desta dissertação, que é possível por software obter 2, 4, 6 e 8 pólos passou-se às simulações num programa comercial que faz os cálculos com base no método dos elementos finitos (Flux2D[®]), para analisar o comportamento do motor em disco em termos de obtenção das principais características do motor e comparação para 2, 4, 6 e 8 pólos.

5.4 – Análise pelo método dos elementos finitos

Toda a análise por elementos finitos é realizada através do programa comercial Flux2D[®]. Com este programa não é possível simular o motor em disco na sua geometria 3D, uma vez que este programa só permite fazer simulações de problemas em duas dimensões. Devido à geometria do motor em disco que é constituído não é possível representá-lo no programa Flux2D[®] pois, como descrito no capítulo de projecto do motor, por dois semi-estatores e um rotor colocado no “entre semi-estatores” sendo atravessado por um fluxo criado nos semi-estatores que flui no entreferro axialmente, ou seja, do semi-estator superior para o inferior (ou vice-versa) como se pode observar na seguinte figura.

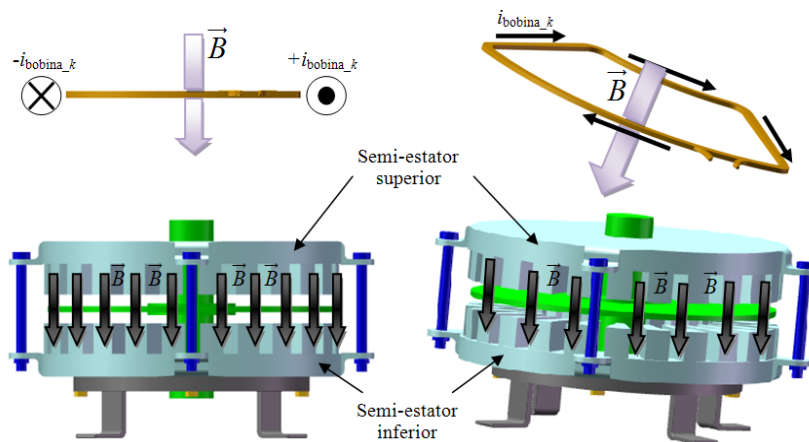


Figura 82 – Evolução do fluxo no entreferro e no rotor – Motor de fluxo axial (*axial airgap motor*).

O Flux2D[®] funciona em 2D, ou seja, tem que se rectificar o motor em disco. Após rectificação do motor em disco com dois semi-estatores resulta um motor em linha com dois semi-estatores e o “rotor” entre o semi-estatores de alumínio ou supercondutores de alta temperatura.

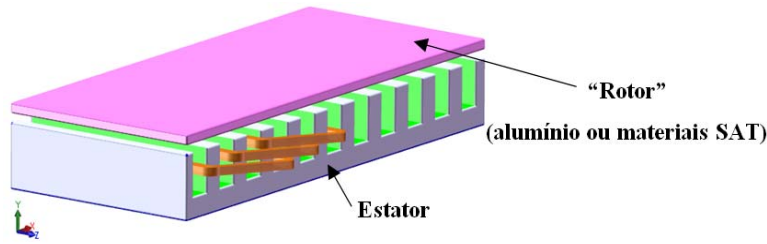


Figura 83 – Motor rectificado.

- *Parametrização do motor utilizada no Flux2D®*

De forma a tornar mais flexível o estudo do problema, utilizando o Flux2D®, parametrizou-se o motor. Com base no dimensionamento feito no Capítulo II, foram definidos os seguintes parâmetros:

- O **comprimento do estator** é o perímetro médio do semi-estator, ou seja:

$$\rightarrow CE = 2\pi \cdot R_{\text{médio}} = 2\pi \cdot \frac{157,5}{2} = 494,8 \text{ mm}$$
- O **comprimento da parte móvel, “rotor”** é o mesmo que o comprimento do rotor, ou seja:

$$\rightarrow CR = CE = 494,8 \text{ mm}$$
- A **espessura do rotor** considerada foi de:

$$\rightarrow ER = 0,5 \text{ mm}$$
- A **espessura do estator** considerada, dada a geometria inicialmente projectada, é de três vezes o comprimento de uma cava, c_{opt} , isto é:

$$\rightarrow EE = 30,93 \text{ mm}$$
- O valor de **entreferro** entre um dos semi-estatores e o rotor este vale:

$$\rightarrow AG = 0,5 \text{ mm}$$
- A **largura de cavas** toma o valor de:

$$\rightarrow L_{\text{cavas}} = c_{\text{opt}} = 10,31 \text{ mm}$$
- A **altura das cavas** nos semi-estatores vale:

$$\rightarrow A_{\text{Cavas}} = 2 \times c_{\text{opt}} = 20,62 \text{ mm}$$
- A **largura do entre cavas** visto que o “desdobrar do motor” foi feito a partir do raio médio do motor vai ser igual à largura de uma cava, de onde vem:

$$\rightarrow L_{\text{Entre_Cavas}} = c_{\text{opt}} = 10,31 \text{ mm}$$
- A **profundidade do estator que é a mesma que a do rotor** vai ser dada pela diferença entre o raio externo e o raio interno, ou seja:

$$\rightarrow PE = PR = R_{\text{ext}} - R_{\text{int}} = 100 - 57,5 = 42,5 \text{ mm}$$

Assim sendo os parâmetros em Flux2D[®], para o motor em disco rectificado são:

Parâmetros FLUX 2D

Designação	Variável	Valor	Unidades
Comprimento do estator	CE	494,8	mm
Comprimento do rotor	CR	494,8	mm
Espessura do estator	EE	30,93	mm
Espessura do rotor	ER	0,5	mm
Entreferro (airgap)	AG	0,5	mm
Altura das cavas (2.c)	AC	20,62	mm
Largura das cavas c	L_CAVAS	10,31	mm
Largura entre cavas c	L_ENTRE_CAVAS	10,31	mm
Zona Exterior (definição da zona fronteira)	Z_EXT	20	mm
Frequência	f	50	Hz
Número de cavas	$NCAVAS$	24	cavas
Número de pólos	$NPOLOS$	2, 4, 6 ou 8	pólos
Profundidade do estator e rotor	$PE = PR$	42,5	mm

Tabela 1 – Principais parâmetros do motor projectado para utilizar no programa de elementos finitos, Flux2D[®].

- *Geometria do motor*

Este ponto diz respeito ao modelo geométrico que melhor representa o motor a ser analisado. No motor em estudo são feitas simplificações na geometria sendo omitidos alguns detalhes do desenho que não são essenciais ao estudo deste motor, tais como, considerar que a secção de cada dente é constante na profundidade do semi-estator, o que não acontece quando o motor é de geometria cilíndrica.

Assim, de forma a ilustrar de uma forma mais clara o desenho do motor, vem:

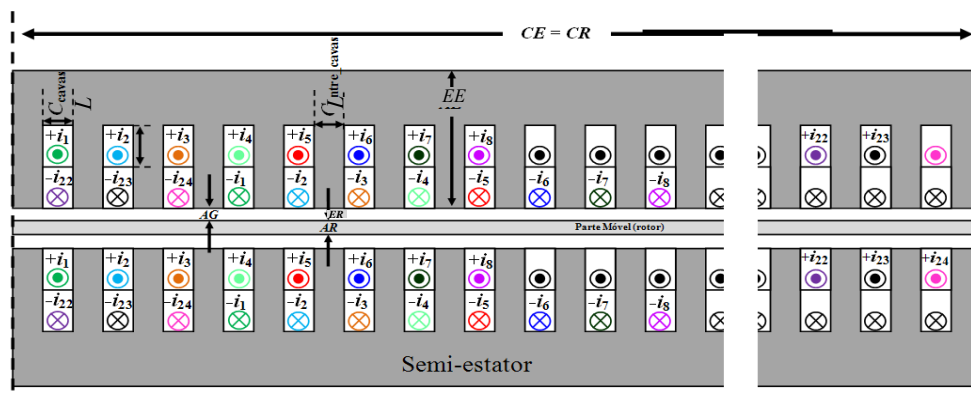


Figura 84 – Parâmetros do motor.

Em termos da geometria do motor rectificado no Flux2D é a seguinte:

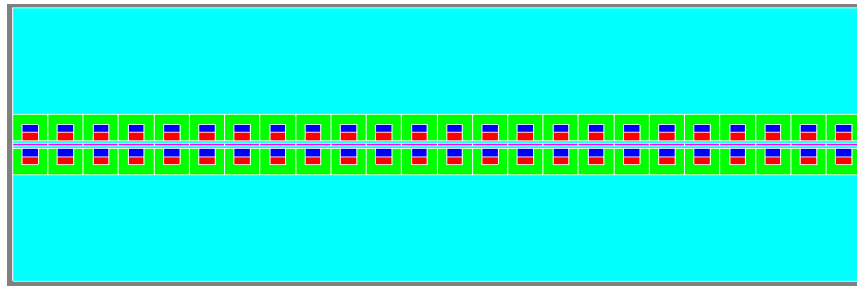


Figura 85 – Geometria do motor utilizado nas simulações em Flux2D®.

Em pormenor vem:

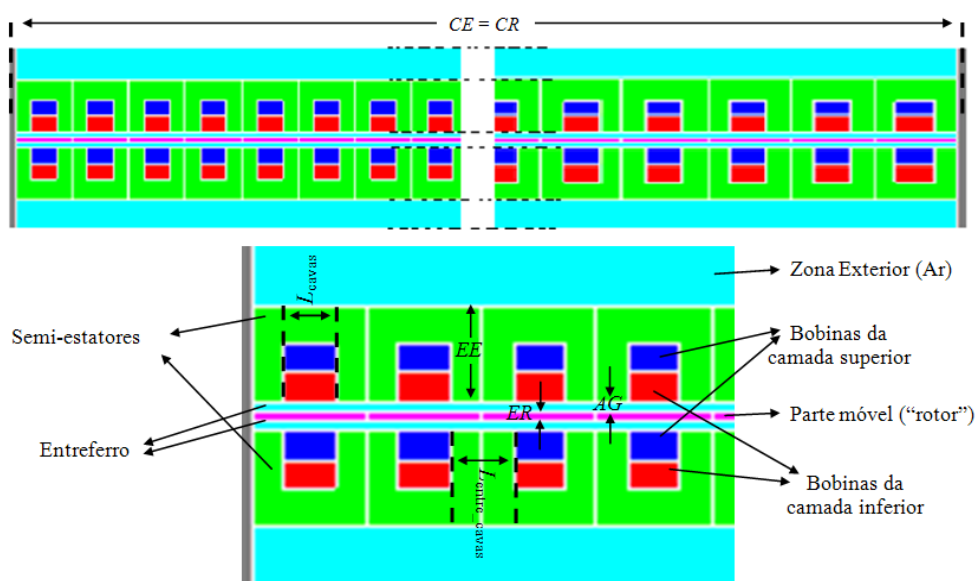


Figura 86 – Parametrização do motor no Flux2D®.

- *Descrição da malha dos elementos finitos*

Após definir a geometria do problema tem que se proceder à discretização da mesma, isto é, sendo o Flux2D® um programa de análise por elementos finitos, tem que se definir a malha dos elementos finitos, ou seja, tem que se subdividir os domínios em elementos que podem ser triangulares (no caso do Flux2D) ou tetragonais (com o Flux3D). A geometria discretizada, i.e., com a malha de elementos finitos definida, é representada na figura 87.

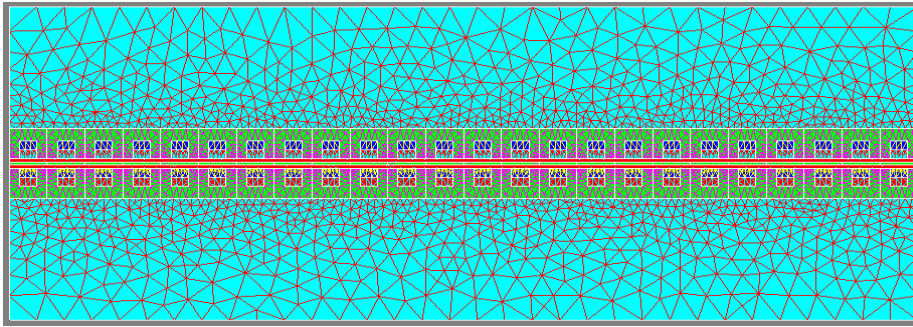


Figura 87 – Geometria com a malha de elementos finitos definida.

A precisão obtida nos resultados, está directamente ligada à densidade da malha de elementos finitos, ou seja, em locais da geometria onde se quer ter mais precisão, como é no caso do motor em estudo, ao longo de todo o entreferro, devem utilizar-se os elementos mais pequenos o que implica mais elementos para a mesma área. Uma dessas zonas de maior pormenor é mostrada nas figuras seguintes.

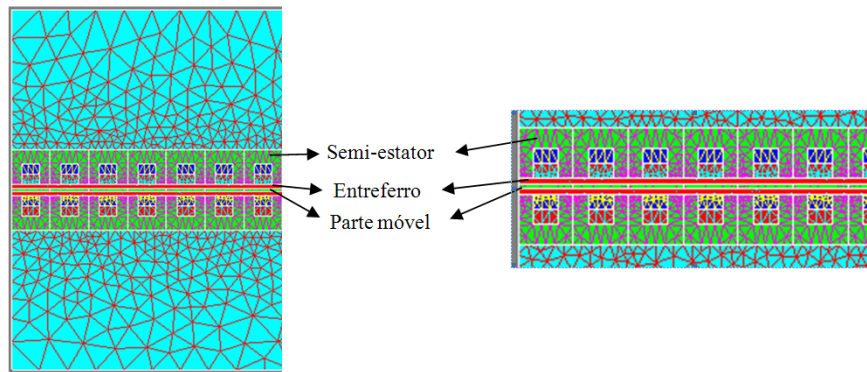


Figura 88 – Detalhe da definição do tamanho dos elementos finitos no entreferro.

Com este refinamento das dimensões de cada elemento que constitui a malha junto do entreferro e no rotor, conseguem obter-se resultados com maior fiabilidade, pois é uma zona de especial atenção uma vez que é nessa zona que há movimento relativo do rotor, onde se representa também as correntes induzidas no rotor quando este é em alumínio e é também a zona onde se vai analisar a densidade de fluxo no entreferro (ar no caso de se ter o rotor em alumínio e azoto líquido, quando o disco é em materiais supercondutores).

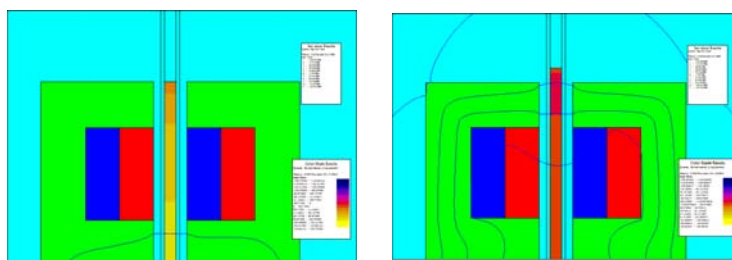


Figura 89 – Deslocamento do rotor no motor em disco simulado no Flux2D®.

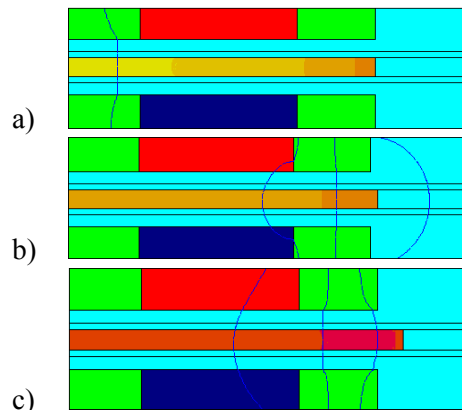


Figura 90 – Correntes induzidas no rotor para diferentes instantes.

Atendendo às ilustrações a), b) e c) da figura 90 e à tabela que contem a intensidade de campo magnética, da figura 89 pode ver-se em a) que há poucas correntes induzidas, pois o B tem uma intensidade pequena. Já na figura c) existem mais correntes induzidas, como se pode observar pela cor presente no rotor, uma vez que o campo tem maior intensidade.

- *Definição do circuito eléctrico de excitação das bobinas*

Para a simulação em Flux2D[®] tem que se definir o esquema eléctrico de ligações das bobinas. Assim sendo, o Flux2D[®] possui uma ferramenta interna de nome “*ElectriFlux*” que permite de uma forma rápida, por acesso a bibliotecas, definir o circuito eléctrico que traduz o problema.

No motor de pólos variáveis, tem-se dois semi-estatores com 24 bobinas, cada um. Por forma a facilitar o problema, faz-se equivaler a bobina da cava k de um semi-estator à bobina da cava k do outro, fazendo a ligação bobina do semi-estator superior à bobina do semi-estator inferior em série. Cada uma das 24 cavas possui duas bobinas, sendo os terminais acessíveis para injectar a corrente com a fase correspondente.

Em termos de circuito eléctrico significa que se tem 24 bobinas para excitar por 24 fontes de corrente, uma vez que nas bobinas vão ser injectadas ondas de corrente. O esquema de ligação das bobinas, para efeito de simulação, é em estrela (Y), ou seja, todas as fases estão ligadas em a um neutro, existindo, portanto, 24 ligações fase-neutro.

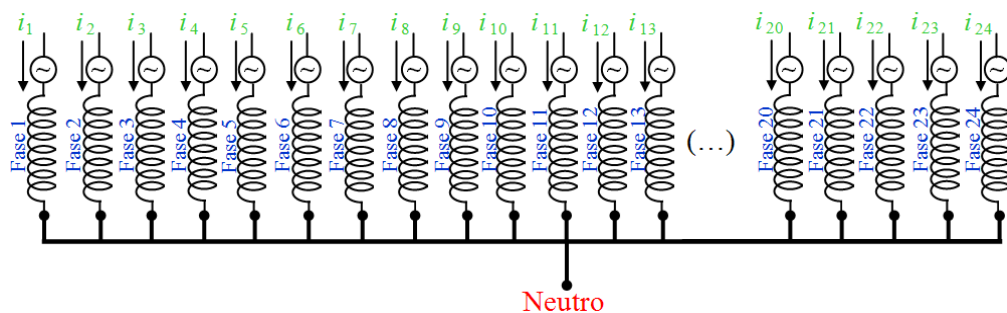


Figura 91 – Esquema de ligação das bobinas de um dos estatores.

No “*ElectriFlux*” vem como circuito eléctrico o seguinte:



Figura 92 – Circuito de alimentação das bobinas nos semi-estatores utilizado no *ElectriFlux* (Flux2D®).

- *Definição e atribuição das regiões que definem o problema*

Após se definir a geometria, a discretização da malha de elementos finitos e o circuito eléctrico do problema é necessário definir as regiões que definem o motor e atribuí-las a cada área da geometria, bem como relacionar o circuito eléctrico definido com cada bobina dos semi-estatores. As regiões são definidas com base no

material com as propriedades físicas adequadas a cada região. As regiões que vão existir no motor em estudo são:

- **estator**: dois semi-estatores;
- **rotor**: parte móvel do motor;
- **entreferro**: que separa os semi-estatores do rotor, pois sem ele a parte móvel não se deslocaria devido ao atrito entre os semi-estatores e o rotor;
- **bobinas**: são definidas 48 bobinas, 24 da camada superior e 24 da camada inferior.
- **ar exterior**: meio físico no qual se encontra o motor, sendo o vácuo ou o ar.

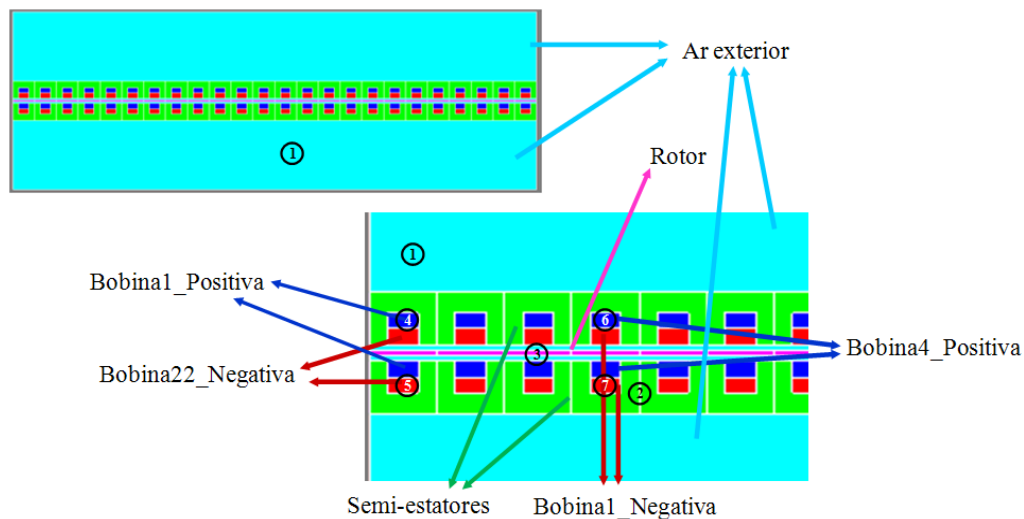


Figura 93 – Caracterização das regiões do motor.

De forma a elucidar melhor a caracterização de cada região apresenta-se o quadro a seguir:

Região	Nome	Material Associado		Ligação c/ circuito eléctrico externo
1	Ar exterior	Vácuo		Não
2	Semi-estator	Material Ferromagnético como STEEL_NLIN		Não
3	Rotor	Alumínio	Materiais Supercondutores	Não
4	Bobina1_Positiva	Cobre (copper) na aplicação de transitório e regime permanente e Vácuo na aplicação de magnetostática		Sim
5	Bobina22_Negativa	O mesmo que na região 4.		Sim
6	Bobina4_Positiva	O mesmo que na região 4.		Sim
7	Bobina1_Negativa	O mesmo que na região 4.		Sim
...

Tabela 2 – Descrição das regiões do motor e respectivos materiais.

Na tabela anterior, a última linha está relacionada com as regiões que representam a área das restantes bobinas. Os materiais associados às regiões acima apresentadas na tabela 2, tem as seguintes características:

☐ Vácuo:

Sem condutividade associada, i.e., $\sigma = 0$ S/m .

Permeabilidade relativa (no vácuo) de valor: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m .

☐ Material Ferromagnético – STEEL_NLIN:

Resistividade: o valor da resistividade utilizado nas simulações foi $\rho_{\text{Steel_Nlin}} = 0,017 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$.

Permeabilidade: a curva de magnetização $B(H)$ deste material é a seguinte:

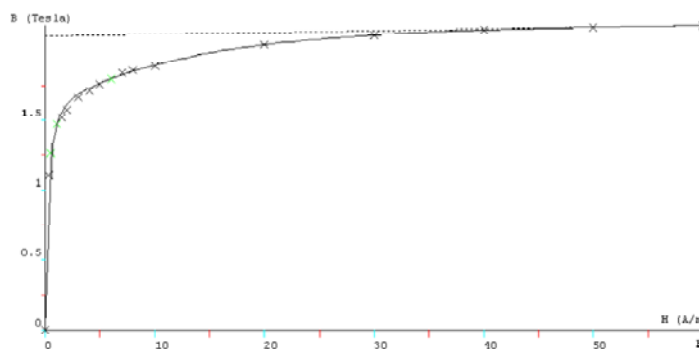


Figura 94 – Curva de magnetização $B(H)$ do STEEL_NLIN.

A tabela de valores que traduz esta curva é seguinte:

H [A/m]	B [T]	H [A/m]	B [T]	H [A/m]	B [T]	H [A/m]	B [T]
0.	0.	2000	1.61	7000	1.83	40000	2.14
300	0.66	3000	1.69	8000	1.85	50000	2.16
500	1.09	4000	1.73	10000	1.89	60000	2.18
1000	1.45	5000	1.76	20000	2.04	70000	2.1925
1500	1.56	6000	1.79	30000	2.11		

Tabela 3 – Dependência do campo magnético em função da densidade magnética, i.e., $B(H)$.

A curva representada na figura 94 é uma interpolação dos valores apresentados na tabela 3, para o valor de saturação de 2,1 T.

☐ Alumínio:

Resistividade do alumínio a 20 °C: $\rho_{\text{Al}_{20^\circ\text{C}}} = 0,0278 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$.

☐ Cobre:

Resistividade do cobre a 20 °C: $\rho_{\text{Cu}_{20^\circ\text{C}}} = 0,01786 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$.

Uma vez que se vai fazer a simulação do motor quando este tem o rotor em materiais supercondutores, é também preciso usar a resistividade do cobre a 77 °K (-196 °C), que é:

$$\rho_{\text{Cu}_{77\text{K}}} = 0,0134 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}.$$

❑ Materiais supercondutores – YBCO:

Para os supercondutores de alta temperatura a resistividade é não linear e é descrita pela lei de potenciação campo eléctrico – densidade de corrente E-J (E-J power law) que é dada por:

$$\rho(E, B) = \frac{E_c^{\frac{1}{n(B)}}}{J_c(B)} |E|^{\frac{n(B)-1}{n(B)}} + \rho_0 \quad \text{eq. 5. 50}$$

sendo J_c é a densidade de corrente crítica em kA/cm², E_c representa o campo eléctrico crítico em V/m, n o expoente e ρ_0 representa uma resistividade adicional em $\Omega \cdot \text{m}$. Uma “regra” para se poder atribuir um valor à resistividade adicional é considerar $\rho_0 \geq 1 \cdot 10^{-15} \Omega \cdot \text{m}$.

A relação entre a densidade de campo de indução magnética, B , e a densidade de corrente inicial, J_{c0} , é calculada com base na expressão de Kim-Anderson, de onde vem:

$$J_c(B) = \frac{J_{c0}}{1 + \frac{B}{B_0}} \quad \text{eq. 5. 51}$$

e

$$n(B) = \frac{n_0}{1 + \frac{B}{B_1}} \quad \text{eq. 5. 52}$$

sendo B_0 e B_1 são densidade de fluxo magnético (em T) com:

$$\begin{aligned} 10 &\leq J_{c0} \leq 100 \text{ [kA/cm}^2\text{]} \\ 1 &\leq n_c \leq 50 \\ B_0 &> 0 \text{ e } B_1 > 0 \end{aligned}$$

Os valores delimitados acima de densidade de corrente crítica, J_{c0} , o expoente, n_c e a indução B_0 devem ser respeitados de forma a obter resultados fiáveis, estáveis nas simulações numéricas. Para caracterizar o material supercondutor utilizam-se os seguintes valores de constantes:

- ⊗ Campo eléctrico crítico: $E_c = 10^{-4} \text{ V/m}$;
- ⊗ Densidade de corrente crítica: $J_{c0} = 4,4 \cdot 10^7 \text{ A/m}^2$;
- ⊗ Indução: $B_0 = 10^6 \text{ T}$;

- ⌘ Exponente: $n_0 = 15$;
- ⌘ $B_1 = B_0 = 10^6 \text{ T}$;
- ⌘ Resistividade adicional: $\rho_0 = 10^{-13} \Omega \cdot \text{m}$.

Os valores de ρ_0 , B_1 , B_0 e n_0 são valores que do programa de simulação que obedecem às regras de simulação dos materiais supercondutores e às leis que os regem como a de Kim-Anderson.

- *Interpretação de Resultados em Flux2D – definição da aplicação*

Após se ter definido a geometria do motor, a discretização da malha de elementos finitos e tudo o mais necessário para se obter os resultados do simulador (as regiões, os materiais, o esquema do circuito eléctrico que ia alimentar as bobinas), definiu-se as seguintes aplicações para obtenção e interpretação de resultados:

⌘ *Análise em situação Magnetostática:*

Da análise do motor na situação magnetostática, na qual se diz apenas quais as densidades de corrente que cada bobina em cada cava tem, pode-se comprovar que para a mesma amplitude de corrente, a mesma frequência e para uns determinados “jogos” de fases das correntes, é possível obter o número de pólos de 2, 4, 6 ou 8 pólos, quer o rotor seja em material supercondutor quer seja em alumínio.

Para 2 pólos criados nos semi-estatores tem-se:

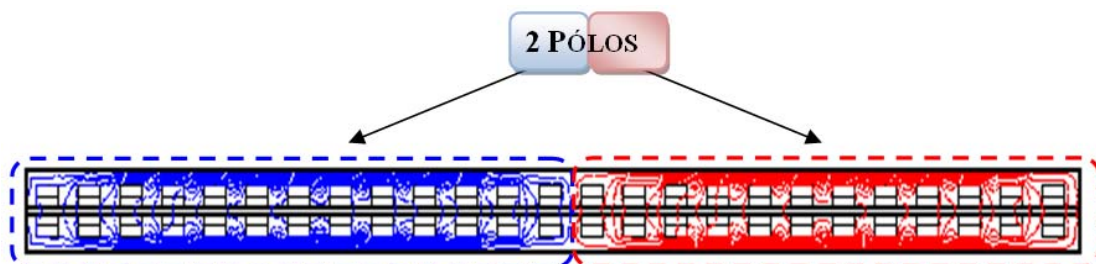


Figura 95 – Linhas de fluxo no motor para a configuração de 2 pólos.

A distribuição do campo magnético que é criado ao longo das 24 cavas dos semi-estatores, num determinado instante t , e para a configuração de fases das correntes injectadas nos semi-estatores que permite obter 2 pólos, é a seguinte:

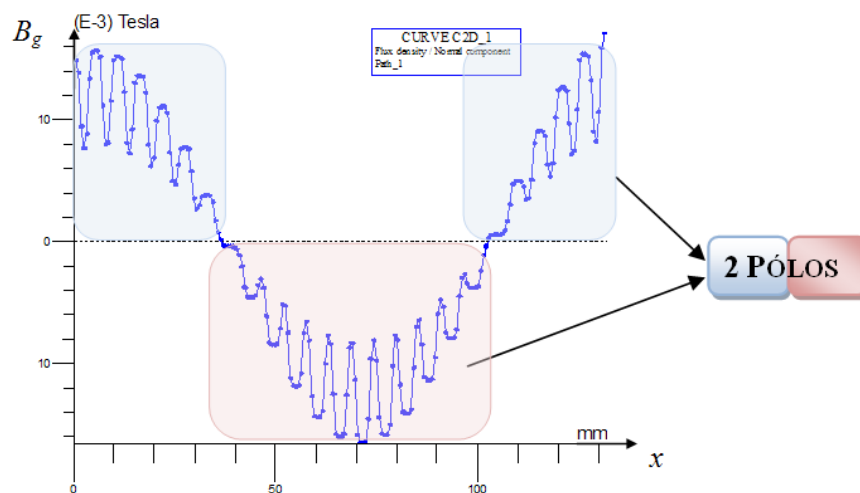


Figura 96 – Densidade de fluxo no entreferro para 2 pólos.

Para 4 pólos criados nos semi-estatores tem-se:

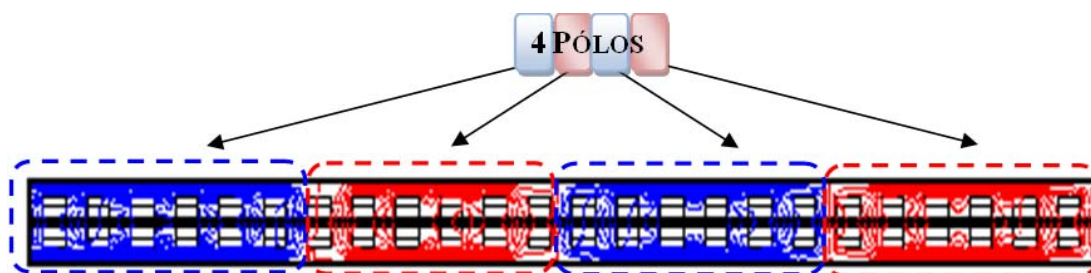


Figura 97 – Linhas de fluxo para a configuração de correntes impostas nos semi-estatores que permite obter 4 pólos.

A distribuição do campo magnético que é criado ao longo das 24 cavas que compõem os semi-estatores para um determinado instante t , é o seguinte:

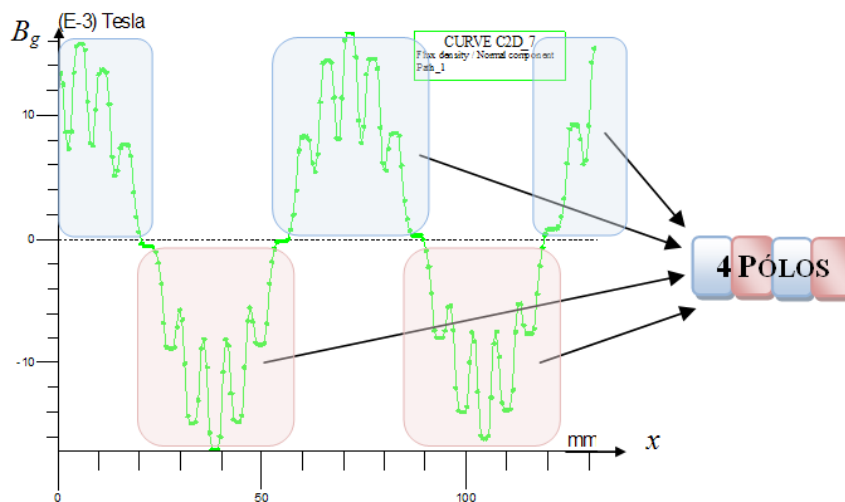


Figura 98 – Densidade de fluxo no entreferro para 4 pólos.

Para 6 pólos criados nos semi-estatores tem-se:

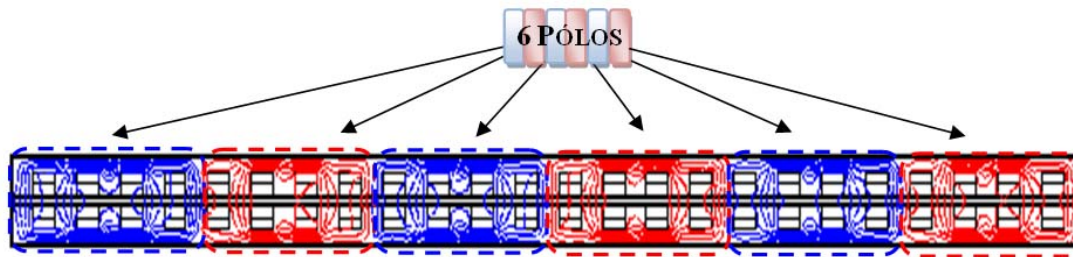


Figura 99 – Linhas de fluxo, quando se tem 6 pólos.

Para 6 pólos, a distribuição do campo magnético que é criado ao longo das 24 cavas que compõe os semi-estatores para um determinado instante t , é o seguinte:

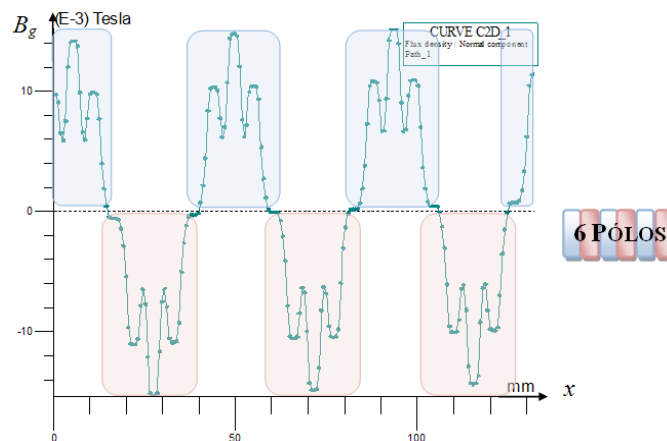


Figura 100 – Densidade de fluxo, medido no entreferro, para 3 pares de pólos, i.e., 6 pólos.

Para 8 pólos criados nos semi-estatores tem-se:

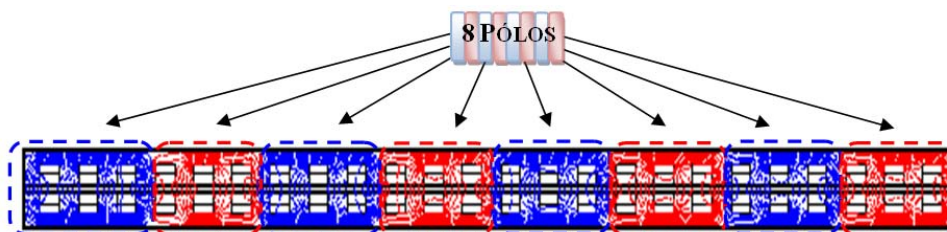


Figura 101 – Linhas de fluxo no motor para a configuração de 8 pólos.

A distribuição do campo magnético que é criado ao longo das 24 cavas, traduzindo também a força magnetomotriz, que compõe os semi-estatores para um determinado instante t , para a configuração de fases das correntes injectadas nos semi-estatores que permite obter 8 pólos, é o seguinte:

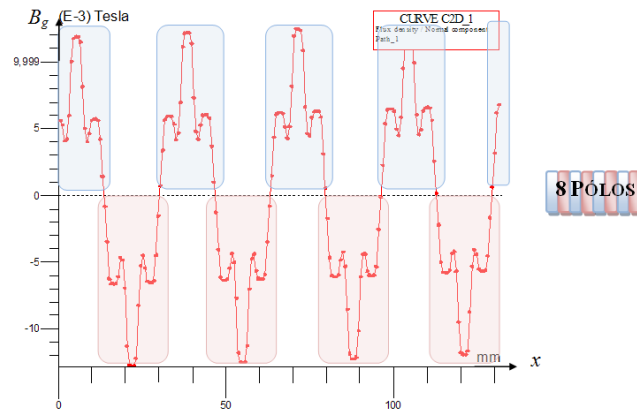


Figura 102 – Densidade de fluxo ao longo entreferro, para 8 pólos.

Ao se analisar a figura 95, é perceptível observar que nos semi-estatores são criados fluxos que originam 2 pólos, podendo verificar-se também no gráfico da distribuição da indução magnética ao longo do entreferro, x (figura 96), que se tem a função de $B(x)$ com dois extremos, representando esses mesmos extremos o número de pólos que a configuração de correntes nos semi-estatores consegue criar. Conclusões análogas podem tirar-se quando se tem 4 pólos (figura 97 e 98), 6 pólos (figura 99 e 100) e 8 pólos (figura 101 e 102).

Em situação magnetostática, a distribuição do campo de indução magnética não se altera quando o motor possui o rotor em alumínio ou quando o tem em material supercondutor de alta temperatura, uma vez que essa distribuição é produzida apenas pelo conjunto de 24 bobinas presentes em cada um dos semi-estatores.

Com estes resultados verifica-se que, no domínio da magnetostática, “jogando” com as fases das correntes que são injectadas nas bobinas, consegue-se comutar o número de pólos da máquina entre 2, 4, 6 e 8 pólos para a configuração estudada (que possui 24 cavas, logo 24 bobinas independentes no máximo).

↪ *Análise em situação de transitório e regime permanente:*

(i) *Análise das ondas de corrente e tensão injectadas nas bobinas nas cavas dos semi-estatores:*

A expressão temporal da corrente depende da cava, k , na qual está a bobina em que essa corrente é injectada, do número de cavas, N_{cavas} , que é constante e igual a vinte e quatro, da amplitude da corrente injectada em cada bobina, I , da frequência, f e do número pares de pólos, p , da máquina.

Assim para 2 pólos e 6 pólos, por exemplo, para a cava $k = 1$, obtém-se:

$$i_{\text{fonte_corr_1_6pólos}}(t,1) = I \cdot \cos\left(2\pi \cdot 50 \cdot t - 1 \cdot \pi \frac{6}{24}\right) = I \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad \text{eq. 5.53}$$

$$i_{\text{fonte_corr_1_8pólos}}(t,1) = I \cdot \cos\left(2\pi \cdot 50 \cdot t - 1 \cdot \pi \frac{8}{24}\right) = I \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{eq. 5.54}$$

Uma vez que as correntes que são injectadas dependem do número de cavas, da amplitude da corrente e da frequência, (que são constantes), e também da cava que contém a bobina na qual se está a injectar a corrente e do número de pólos, (que são variáveis e responsáveis pela desfasagem das ondas de corrente e consequentemente pelo comando deste motor de pólos variáveis), então as ondas de corrente, na cava ($k=1$) para 2, 4, 6 e 8 pólos têm o seguinte andamento:

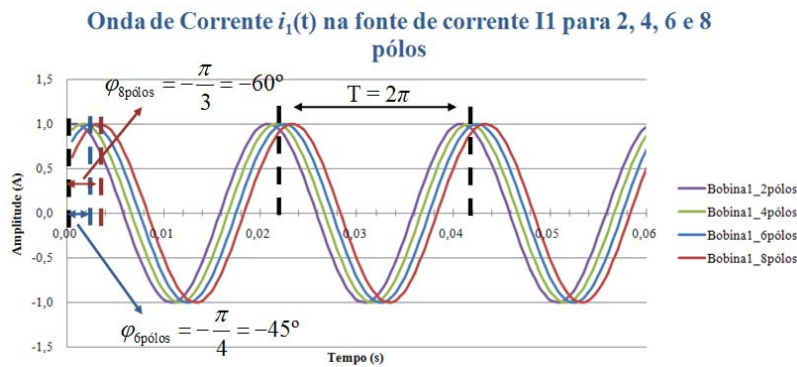


Figura 103 – Onda de corrente na fonte de tensão 1 obtida em Flux2D® para 6 pólos.

As formas da corrente na fonte de corrente que vai atacar a bobina 1, (figura 103), mostram que consoante o número de pólos que se pretende que a máquina apresente, varia a desfasagem temporal da corrente e consequentemente da tensão.

A onda de tensão associada à fonte de corrente 1, também depende do número de pólos que a máquina apresenta, de onde se obtém os seguintes andamentos para a tensão:

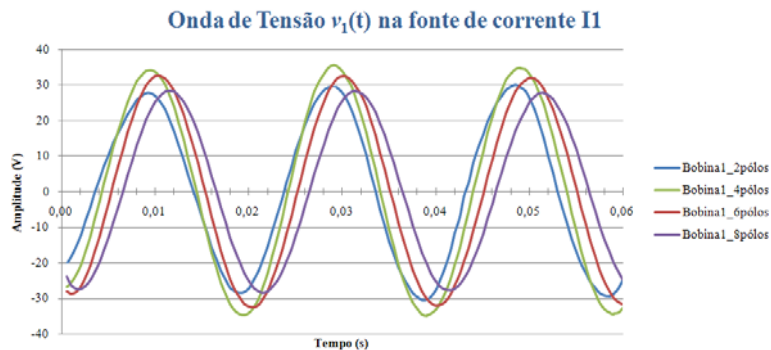


Figura 104 – Onda de tensão obtida a partir da fonte de corrente 1 em Flux2D® para 6 pólos.

Relativamente ao valor da tensão, este foi calculado através do programa comercial Flux2D®, o qual conhecendo as correntes variáveis, calcula os campos e daí os fluxos nas bobinas, e por derivação obtém-se as tensões.

Sobrepondo o gráfico da tensão com o da corrente para, por exemplo, 6 pólos, como mostra a figura seguinte, é possível verificar que a tensão encontra-se em avanço em relação à corrente, o que é de esperar, uma vez que se trata de corrente a circular em bobinas, tendo um comportamento indutivo.

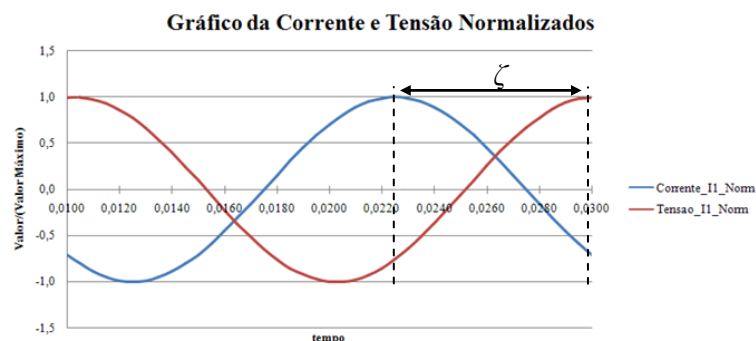


Figura 105 – Onda de corrente e tensão normalizados na fonte de corrente 1.

O ζ representa a defasagem entre a tensão e a corrente, que permite tirar um valor aproximado do coeficiente de auto-indução da bobina e dos coeficientes de indução mútuos.

(ii) **Análise das ondas de corrente e tensão injectadas nas bobinas nas cavas dos semi-estatores:**

O comportamento da indução magnética B ao longo do entreferro (e do rotor, uma vez que a extensão de entreferro na configuração do motor em linha está adjacente ao rotor - figura 105), quando o motor tem definido como aplicação o transitório e o regime permanente encontra-se representado nas seguintes páginas.

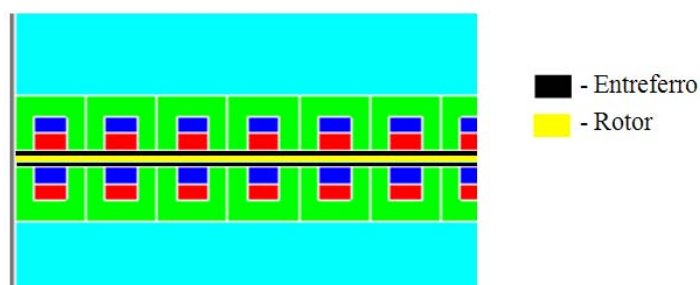


Figura 106 – Configuração do motor rectificado para simulações no Flux2D®.

Desta forma, quer na análise em transitório quer em regime permanente sinusoidal, a distribuição da indução magnética, B , ao longo do entreferro ou do rotor para 2, 4, 6 e 8 pólos encontra-se representada nas seguintes imagens.

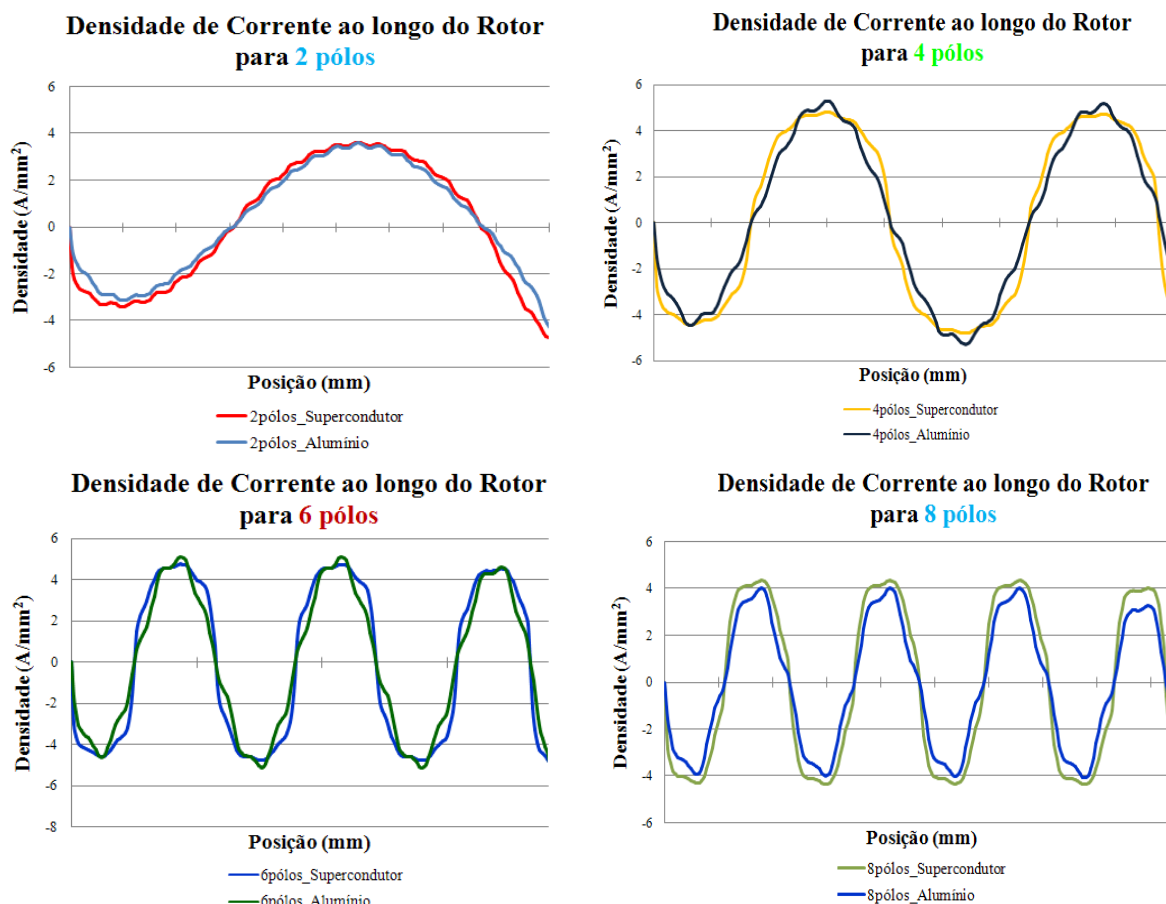


Figura 107 – Densidade de corrente ao longo do rotor para 2, 4, 6 e 8 pólos.

A simulação do comportamento do motor em disco em regime transitório e em regime permanente sinusoidal, quer com o rotor em materiais supercondutores, comportando-se o motor como um motor síncrono, quer em alumínio, onde nesse caso, já apresenta o comportamento do motor de indução, permite obter algumas características e estimar qual o comportamento esperado do motor (a simulação foi feita com o programa de cálculo com base em elementos finitos, Flux2D®).

Algumas das características que se podem obter são, por exemplo, a evolução temporal da força de deslocamento longitudinal, a evolução da velocidade do motor ao longo do tempo, entre outras. Conjugando a velocidade e a força de deslocamento que o motor desenvolve, consegue-se obter uma das características mais importantes na caracterização de motores que é a característica Força/Velocidade.

Os gráficos que se seguem, comparam funcionamento do motor quando se injectam as correntes nas bobinas dos semi-estatores com a configuração de fases que permite obter 2, 4, 6 e 8 pólos, em duas situações: quando o rotor é constituído por alumínio e quando o é por materiais supercondutores de alta temperatura como o YBCO.

No motor rectificado, o “rotor” vai-se deslocar linearmente com uma determinada força longitudinal, F_{long} . Um desenho de forma a ilustrar isso mesmo encontra-se na figura seguinte, na qual o rotor está aumentado com o objectivo de se poder observar em maior detalhe o problema:

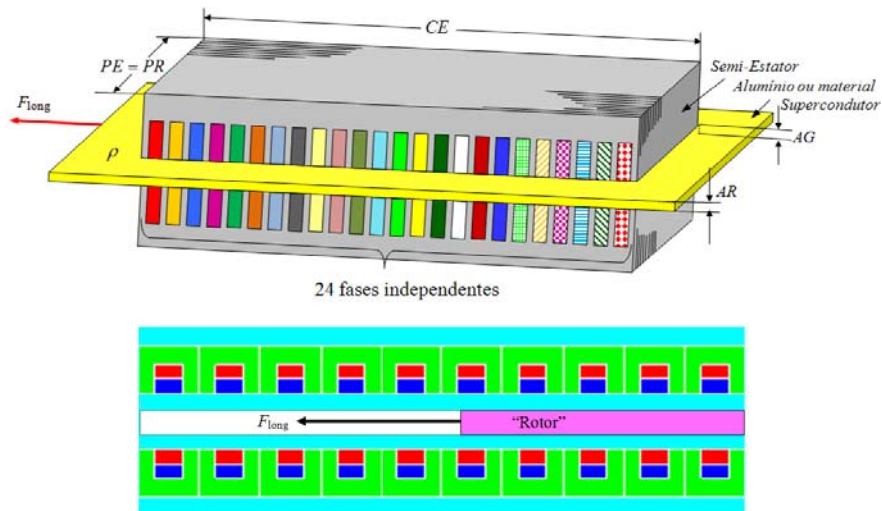


Figura 108 – Representação da força longitudinal desenvolvida no rotor do motor:
acima: desenho ilustrativo;
abaixo: simulação em Flux2D®.

▪ Rotor em alumínio:

Quando o rotor é em alumínio a interacção do campo passeante produzido pelo estator e o campo magnético originado a partir das correntes induzidas na chapa de alumínio produz uma força longitudinal F_{long} , que faz deslocar o rotor de alumínio com uma velocidade v . A força longitudinal que actua o rotor é dada por [Rodrigues]:

$$F_{\text{long}} = LE \cdot \frac{I_s^2 s}{\frac{CE}{p} f \left(s^2 + \frac{1}{G^2} \right)} \frac{\rho}{AR} \quad \text{eq. 5. 55}$$

onde

$$G = \frac{AR}{AG} \frac{2\mu_o \cdot f \cdot \tau^2}{\pi \rho} \quad \text{eq. 5. 56}$$

é o chamado factor de qualidade do motor e

- $I_s = I_{ef} \cdot n_\tau \cdot 2p$ - em ampère;
- I_{ef} - corrente eficaz por fase (A);
- s - escorregamento;
- f - frequência de alimentação das correntes (Hz);
- LE - largura do estator (m);
- p - número de pares de pólos;

n_τ	- número total de condutores por pólo;
CE	- comprimento efectivo do semi-estator (m);
ρ_{Al}	- resistividade do alumínio ($\Omega \cdot m$);
AR	- espessura (altura) do rotor (chapa de alumínio) (m);
μ_0	- permeabilidade magnética do ar ($4\pi \times 10^{-7} H \cdot m^{-1}$);
τ	- passo polar (m);

Considerando I_s e f constante, a equação 5.55 mostra que a força longitudinal varia com o escorregamento, s , e com o número de pares de pólos, sendo máxima quando

$$s_{F_{\max}} = \frac{1}{G} \quad \text{eq. 5. 57}$$

Logo, para se ter F_{\max} no arranque o motor deverá ser desenhado para um factor de qualidade $G = 1$. Observando a equação do factor de qualidade (5.56) é possível verificar que ele depende de uma série de parâmetros, todos constantes neste caso menos o passo polar, τ . Desta forma, o factor de qualidade é função do passo polar, τ , ou seja:

$$G = \frac{AR}{AG} \frac{2\mu_0 \cdot f \cdot \tau^2}{\pi \rho} = G(\tau) \quad \text{eq. 5. 58}$$

Como visto anteriormente, o passo polar, τ , é função do número de pares de pólos, p , segundo a expressão da seguinte equação:

$$\tau_{p\text{pólos}} = \frac{CE}{2p} \quad \text{eq. 5. 59}$$

A força longitudinal toma a seguinte forma:

$$F_{\text{long}} = LE \cdot I_{\text{ef}}^2 \cdot n_\tau^2 \cdot \mu_0 \left(\frac{\rho \cdot 4 \cdot p^2}{s \cdot AR^2 \cdot f \cdot CE} + \frac{s \cdot AR \cdot CE^2 \cdot f}{AG^2 \cdot \pi \cdot \rho} \right) \cdot p \quad \text{eq. 5. 60}$$

Atendendo à variável n_τ que representa o número de condutores total por pólo, esta varia com o número de pólos que a máquina apresenta e que está directamente relacionado com o passo polar: quando o número de pares de pólos varia entre 1, 2, 3 e 4 o passo polar varia com o comprimento do estator a dividir por $2p$ pares de pólos, da seguinte forma:

$$n_\tau = \frac{n_{\text{cond/cava}} \times 24}{2p} \quad \text{eq. 5. 61}$$

Quando se utiliza cobre com secção de $0,8 \text{ mm}^2$ o número de condutores por camada é de 66 condutores. Como se tem duas camadas por cava são necessários 132 condutores por cava.

$$n_{\tau_{0,8\text{mm}^2}} = \frac{132 \times 24}{2p} \quad \text{eq. 5. 62}$$

Assim, vem:

$$F_{\text{long}} = \frac{144 \cdot LE \cdot I_{\text{ef}}^2 \cdot n_{\text{cond/cava}}^2 \cdot \mu_0}{p} \left(\frac{\rho_{\text{Al}} \cdot 4 \cdot p^2}{s \cdot AR^2 \cdot f \cdot CE} + \frac{s \cdot AR \cdot CE^2 \cdot f}{AG^2 \cdot \pi \cdot \rho_{\text{Al}}} \right) \quad \text{eq. 5. 63}$$

O andamento teórico aproximado da força em função do escorregamento para 2, 4, 6 e 8 pólos para o motor em linha de indução:

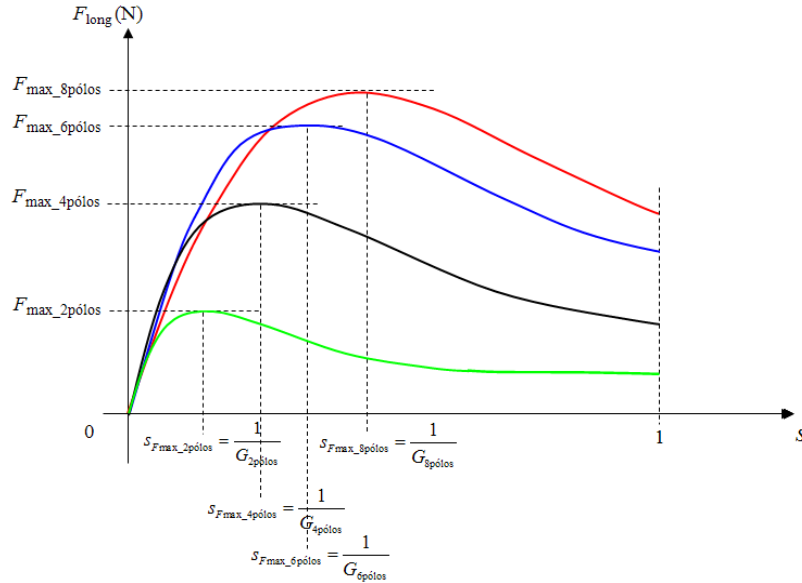


Figura 109 – Característica Força/Escorregamento teórica na máquina em linha de indução para 2, 4, 6 e 8 pólos.

Como se viu anteriormente, o binário da máquina de indução convencional, ou seja, com o estator em tambor, ou em disco, com a variação do número de pares de pólos varia da seguinte forma:

$$T_{\text{elect}_{(2p)\text{pólos}}} = p \cdot T_{\text{elect}_{2\text{pólos}}}$$

Quando se tem um motor em linha, não se fala em binário, uma vez que este é para geometrias que desenvolvem movimento angular e não de translação, mas sim em força de deslocamento longitudinal. Desta forma existe uma analogia entre o binário electromagnético desenvolvido no veio, quer do motor de indução quer no motor de histerese de geometria cilíndrica e a força longitudinal que é sentida na parte móvel do motor em linha, vindo:

$$F_{\text{long}_{(2p)\text{pólos}}} = p \cdot F_{\text{long}_{2\text{pólos}}} \quad \text{eq. 5. 64}$$

Como foi visto, num motor em linha, quer seja de indução quer de histerese, a velocidade a que o campo passeante viaja ao longo dos semi-estatores, que é chamada também de velocidade de sincronismo, v_{sinc} , é dada por:

$$v_{\text{sinc}} = 2 \cdot \tau \cdot f \quad \text{eq. 5. 65}$$

com f a frequência de alimentação das correntes que são injectadas nas bobinas dos semi-estatores e τ o passo polar. O passo polar varia como número de pares de pólos, isto é

$$\tau_{(2p)\text{pólos}} = \frac{CE}{2p} \quad \text{eq. 5. 66}$$

no qual p representa o número de pares de pólos e CE o comprimento do semi-estatores. Substituindo na equação 5.65, vem que a velocidade de sincronismo é dada por

$$v_{\text{sinc}} = \frac{CE \cdot f}{p} \quad \text{eq. 5. 67}$$

Para $f = 50 \text{ Hz}$ e $CE = 494,8 \text{ mm} = 0,4948 \text{ m}$ a velocidade para $2p$ pares de pólos vale:

$$\begin{aligned} v_{\text{sinc_2pólos}} &\approx 24,75 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \\ v_{\text{sinc_4pólos}} &= \frac{24,75}{2} \approx 12,38 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \\ v_{\text{sinc_6pólos}} &= \frac{24,75}{3} \approx 8,25 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \\ v_{\text{sinc_8pólos}} &= \frac{24,75}{4} \approx 6,19 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \end{aligned} \quad \text{eq. 5. 68}$$

Então as características teóricas da força longitudinal em função da velocidade para 2, 4, 6 e 8 pólos encontram-se representadas na seguinte figura:

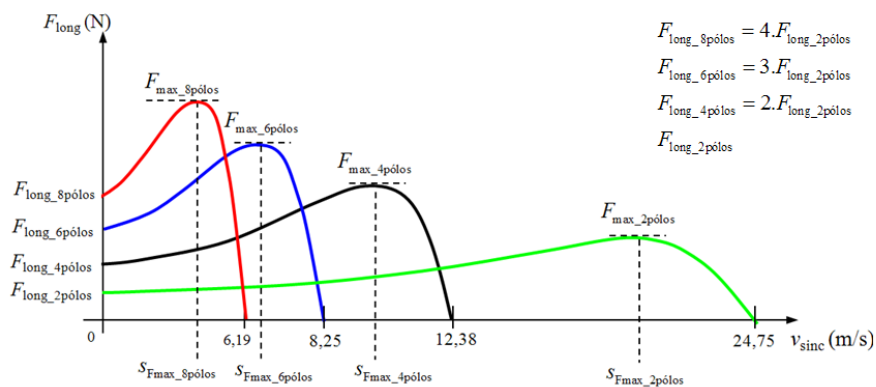


Figura 110 – Característica Força/Velocidade teórica para 2, 4, 6 e 8 pólos.

Com o programa de simulação, de forma a perceber qual o comportamento do motor em disco rectificado com o rotor em alumínio, obtiveram-se várias características como a evolução temporal da força longitudinal desenvolvida na chapa de alumínio ou no

bloco de material supercondutor, a evolução temporal da velocidade do rotor alcança, quando é em alumínio ou em material supercondutor, e comparação com a velocidade de sincronismo, podendo posteriormente concluir do comportamento do motor síncrono ou assíncrono.

Estes dois gráficos permitem tirar a característica Força/Velocidade de um motor, sendo esta a característica principal de um motor. Como, com a velocidade de sincronismo e com a velocidade mecânica do motor se consegue obter o escorregamento do motor, na situação em que o motor tem o rotor em alumínio, pode também obter-se, exclusivamente para esse tipo de motor, a característica Força/Escorregamento, obtendo o escorregamento para o qual a força é máxima (escorregamento crítico, $s_{\text{crítico}}$).

Para 2, 4, 6 e 8 pólos foram feitas simulações para três situações de carga acoplada distintas, sendo a primeira situação sem qualquer carga acoplada, a segunda situação com carga acoplada de um grama-força e a terceira quando se tem uma carga de cinco grama-força.

A evolução temporal da força longitudinal desenvolvida com o rotor em alumínio ou com o rotor em materiais supercondutores, para as três situações de carga acoplada enunciadas acima, encontra-se na figura 112.

O programa de simulação utiliza como método de acoplamento o da figura 111.

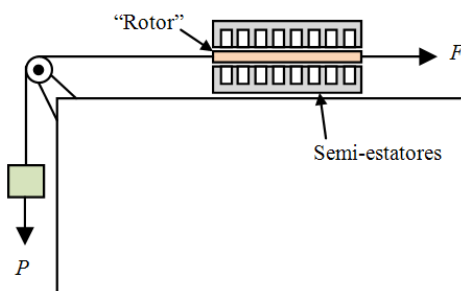
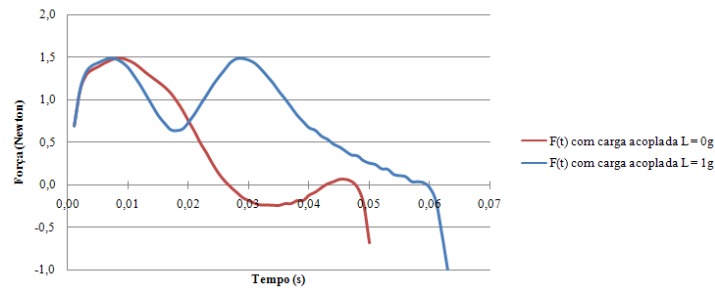


Figura 111 – Mecanismo de acoplamento de cargas no simulador (Flux2D®).

2 pólos

Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em alumínio para 2 pólos



Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 2 pólos

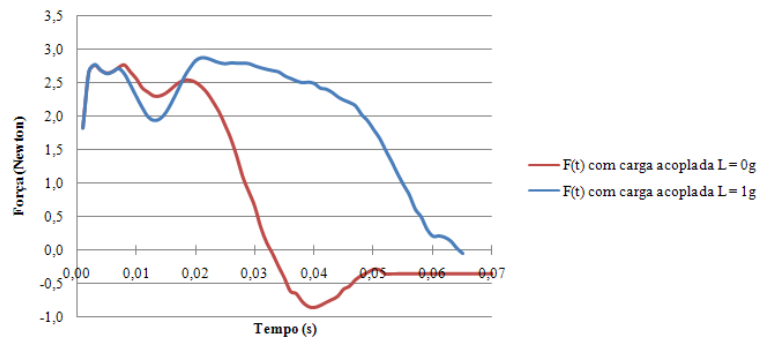
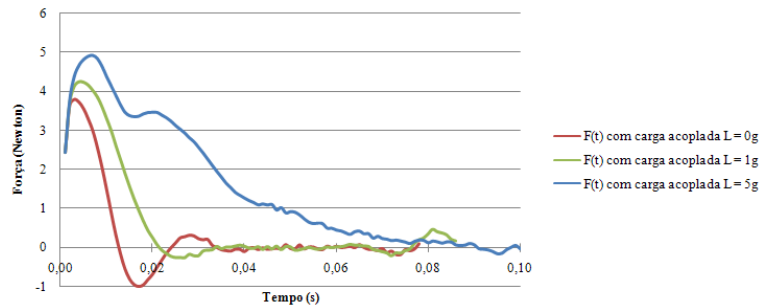


Figura 112 – Evolução temporal da força quando o rotor é em alumínio a cima e em materiais supercondutores em baixo para 2 pólos e duas cargas acopladas.

4 pólos

Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em alumínio para 4 pólos



Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 4 pólos

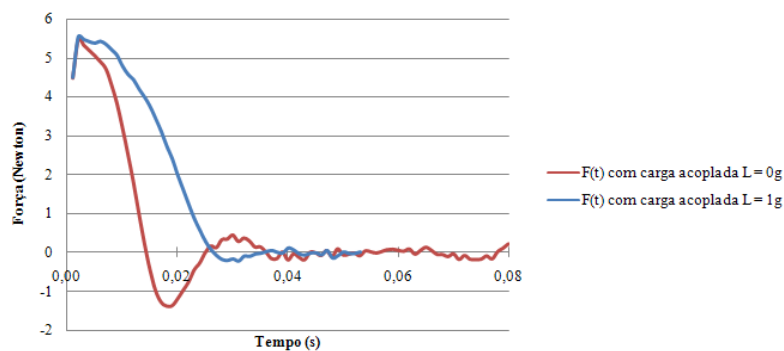
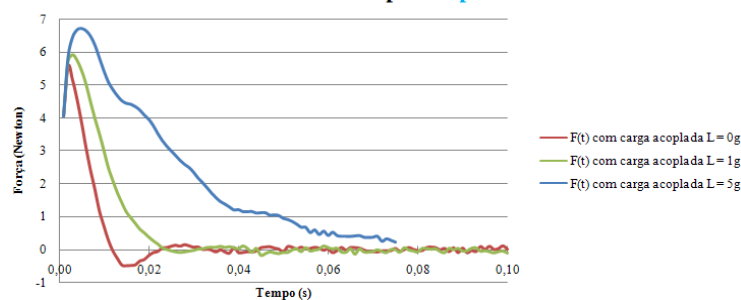


Figura 113 – Evolução temporal da força quando o rotor é em alumínio em cima e em materiais supercondutores em baixo para 4 pólos e cargas acopladas.

6 pólos

Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em alumínio para 6 pólos



Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 6 pólos

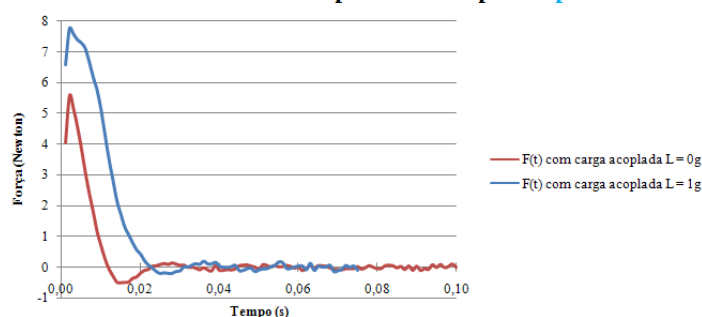
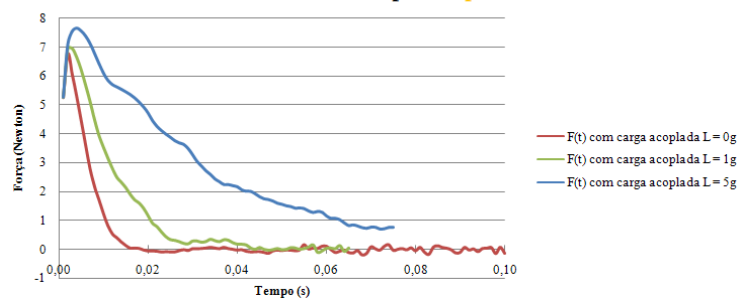


Figura 114 – Evolução temporal da força quando o rotor é em alumínio a cima e em materiais supercondutores em baixo para 6 pólos e cargas acopladas.

8 pólos

Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em alumínio para 8 pólos



Evolução temporal da Força longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 8 pólos

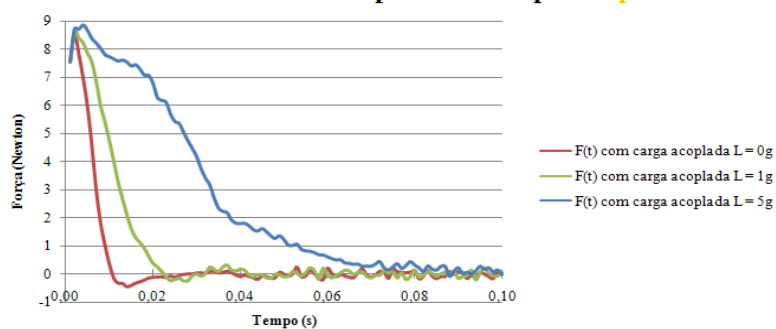


Figura 115 – Evolução temporal da força quando o rotor é em alumínio a cima e em materiais supercondutores em baixo para duas cargas acopladas.

Como se pode verificar pelos gráficos acima, quer o rotor do motor seja em alumínio quer em materiais supercondutores, a força longitudinal toma um valor quase máximo no arranque.

A força que se opõe ao movimento, $F_{\text{oposta_movimento}}$ no arranque do motor, ou seja, quando ainda está em repouso e na iminência de iniciar o movimento longitudinal, é a soma de duas forças, uma de atrito estático, $F_{\text{atrito_estático}}$, que depende do coeficiente de atrito estático, $\mu_{\text{estático}}$, e da componente normal própria longitudinal, F_{normal} e outra que tem a ver com o peso da carga acoplada, $F_{\text{peso_carga}}$, dependendo esta última da aceleração gravítica, g , e da massa da carga acoplada, M , ou seja:

$$F_{\text{atrito_estático}} = \mu_{\text{estático}} \cdot F_{\text{normal}} \quad \text{eq. 5. 69}$$

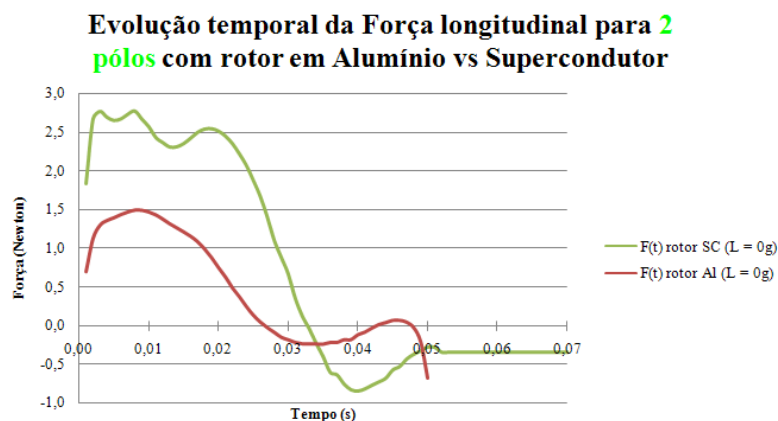
$$F_{\text{peso_carga}} = M \cdot g \quad \text{eq. 5. 70}$$

Assim sendo vem que:

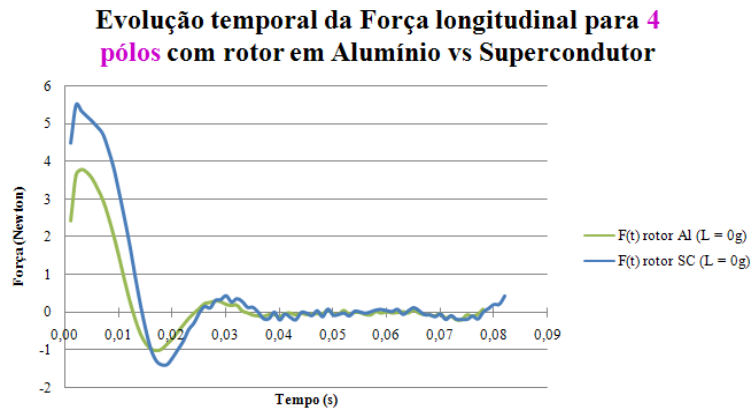
$$F_{\text{oposta_movimento}} = F_{\text{atrito_estático}} + F_{\text{peso_carga}} \quad \text{eq. 5. 71}$$

O motor tem portanto o comportamento esperado no caso de se acoplar cargas. O peso da carga acoplada tem um limite, pois a partir de um certo valor de carga acoplada L , o motor não vai conseguir desenvolver uma força suficiente que consiga vencer esta força que se opõe ao movimento. Quando o rotor é constituído por alumínio ou materiais supercondutores, os resultados que se obtiveram relativamente à força longitudinal desenvolvida para 2, 4, 6 e 8 pólos, foram os seguintes:

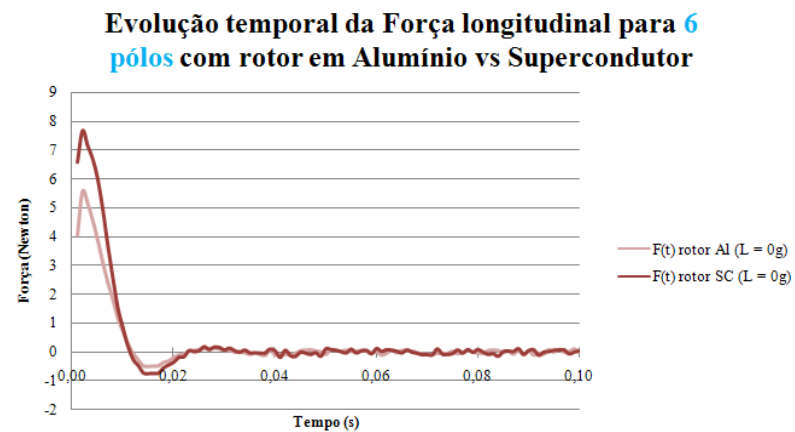
2 pólos



4 pólos



6 pólos



8 pólos

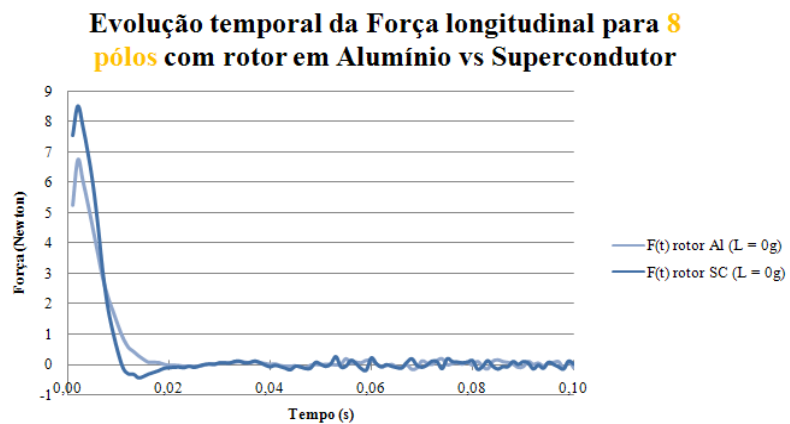


Figura 116 – Força longitudinal quando o rotor é constituído por alumínio vs materiais (SAT).

Como se pode verificar nos gráficos da figura 116, quer para 2, 4, 6 ou 8 pólos, a força longitudinal desenvolvida pelo motor, no arranque, quando o rotor é constituído por materiais supercondutores de alta temperatura, como por exemplo o YBCO, é mais elevada do que quando o motor tem o seu rotor, ou parte móvel, em alumínio.

De forma a ter uma noção de como se comporta o motor quando nos semi-estatores são criados 2, 4, 6 e 8 pólos e quando o rotor é em alumínio e em materiais supercondutores como o YBCO, apresenta-se os seguintes gráficos:

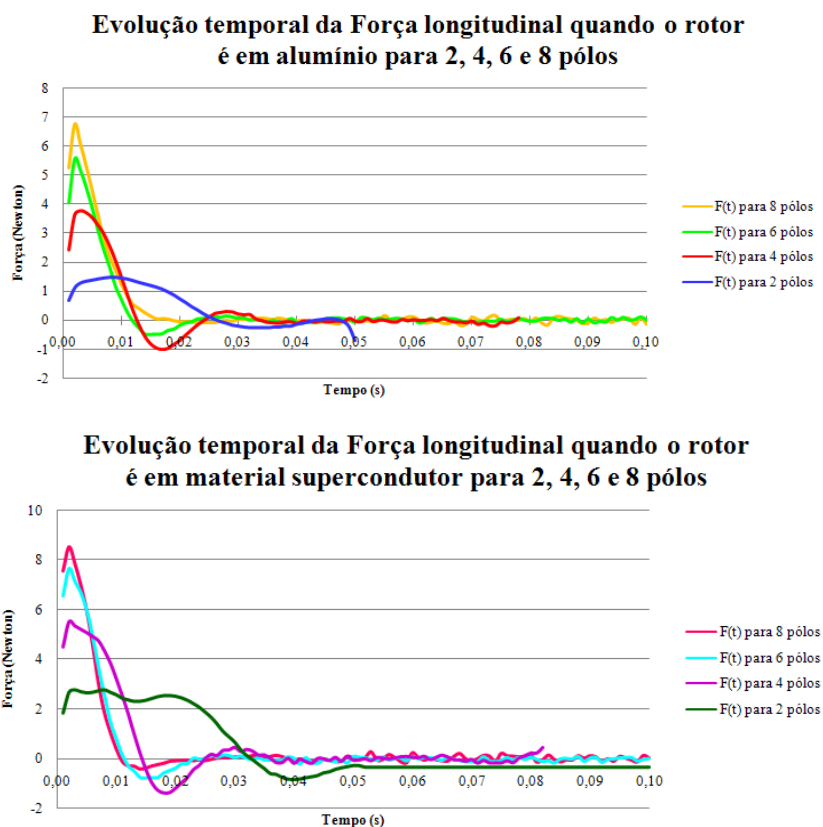


Figura 117 – Comportamento do motor no que diz respeito à força longitudinal desenvolvida para 2, 4, 6 e 8 pólos e quando o rotor é em alumínio (acima) e em materiais supercondutores (abaixo).

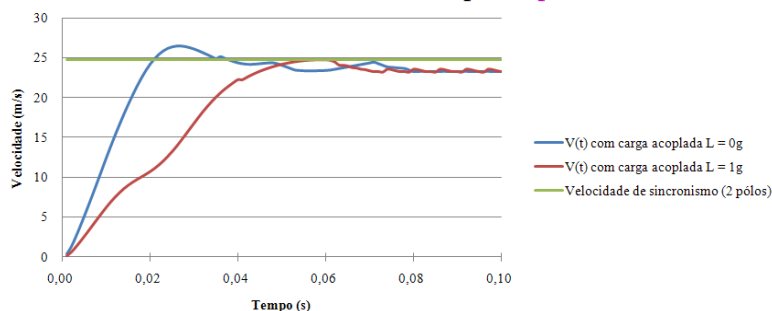
Com os gráficos da figura 117, verifica-se que como era esperado a força para 4 pólos é aproximadamente o dobro da força desenvolvida pelo motor quando o motor apresenta 2 pólos, para 6 pólos a força desenvolvida apresenta aproximadamente um valor que é triplo da força quando motor tem 2 pólos e para 8 pólos a força desenvolvida é 4 vezes superior à desenvolvida para 2 pólos (ver figura 110).

Relativamente aos resultados descritos nas páginas anteriores, eram os esperados uma vez que motores eléctricos que utilizam materiais supercondutores apresentam binários superiores quando comparados com as máquinas eléctricas convencionais, ou então, quando se tem uma máquina eléctrica convencional e se quer desenvolver a mesma máquina mas utilizando a tecnologia dos materiais supercondutores, para o mesmo rendimento ou binário a máquina que utiliza materiais supercondutores tem dimensões consideravelmente menores que a máquina convencional [Rodrigues]. As figuras acima mostram isso mesmo, quando se utilizam materiais supercondutores, para a mesma máquina (dimensões) a força desenvolvida pelo motor é um pouco mais elevada do que quando o motor utiliza materiais convencionais, neste projecto o alumínio.

Relativamente à evolução de velocidades no tempo o que se obtém é o seguinte:

2 pólos

Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em alumínio para 2 pólos



Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 2 pólos

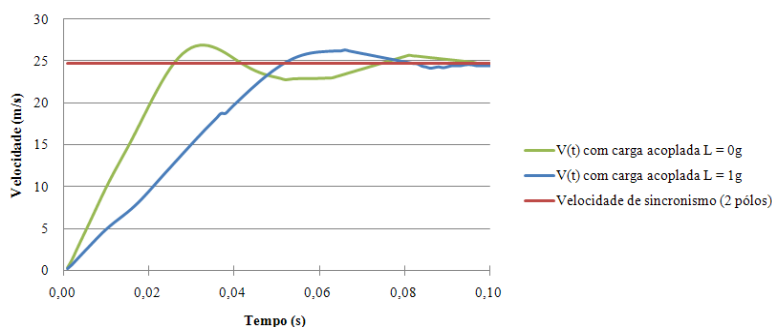
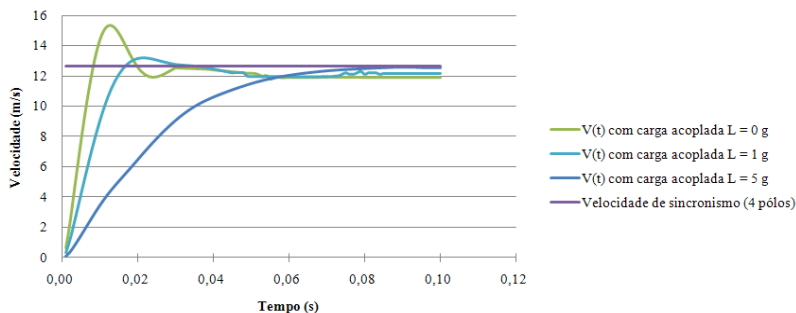


Figura 118 – Evolução temporal da velocidade quando o rotor é em alumínio a cima e em materiais supercondutores em baixo para 2 pólos e duas cargas acopladas.

4 pólos

Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em alumínio para 4 pólos



Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 4 pólos

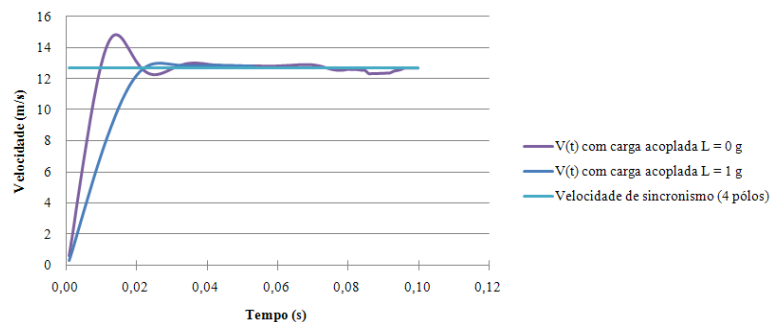
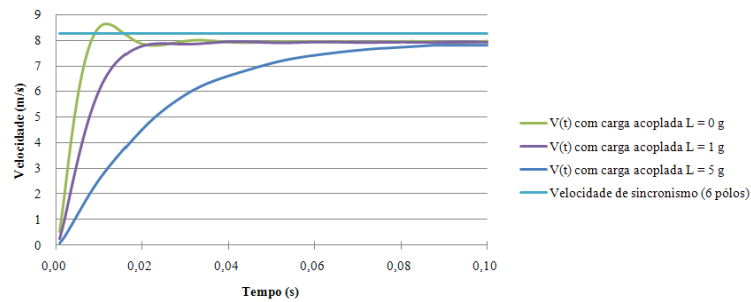


Figura 119 – Evolução temporal da velocidade quando o rotor é em alumínio em cima e em materiais supercondutores em baixo para 4 pólos e duas cargas acopladas.

6 pólos

Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em alumínio para 6 pólos



Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 6 pólos

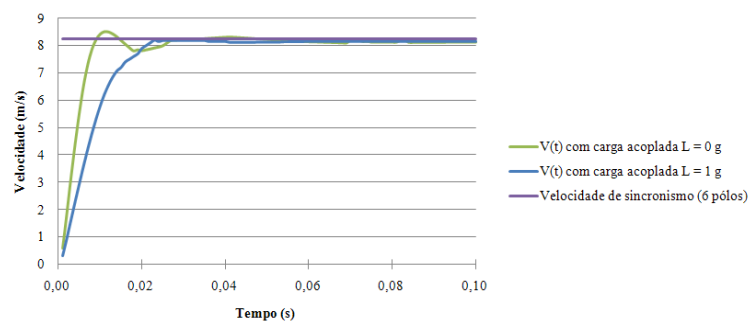
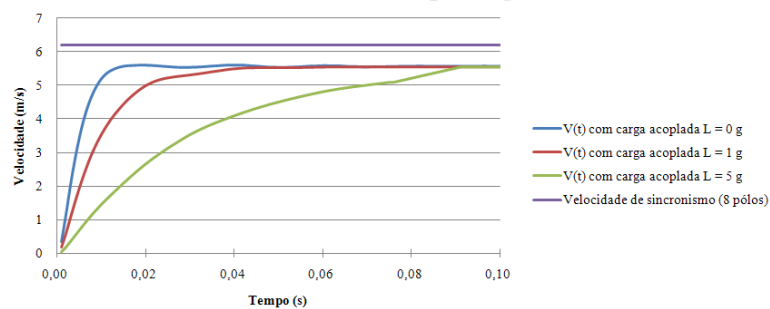


Figura 120 – Evolução temporal da velocidade quando o rotor é em alumínio em cima e em materiais supercondutores a baixo para 6 pólos e duas cargas acopladas.

8 pólos

Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em alumínio para 8 pólos



Evolução temporal da Velocidade longitudinal quando o rotor é em material supercondutor para 8 pólos

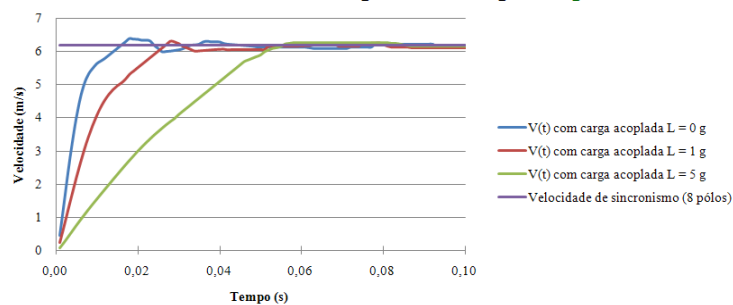


Figura 121 – Evolução temporal da velocidade quando o rotor é em alumínio a cima e em materiais supercondutores em baixo para 8 pólos e duas cargas acopladas.

Dos gráficos das figuras 118 a 121, que contêm a evolução temporal da velocidade mecânica que a parte móvel adquire, é possível fazer várias observações. Quando o motor tem a parte móvel constituída por uma chapa de alumínio este comporta-se como um motor de indução e realmente é o que se verifica a partir dos gráficos, pois uma das características do motor de indução é a apresentar um escorregamento s , fazendo com que a velocidade mecânica que a chapa de alumínio adquire, consiga igualar a velocidade de sincronismo, sendo-lhe sempre inferior. Isto em regime permanente, pois no transitório existe, em alguns casos, uma pequena sobreelevação face à velocidade de sincronismo. Esta sobreelevação mostra a resposta rápida do motor, acontecendo quando o motor não tem qualquer carga acoplada ($L = 0$ g) e na ausência de atritos importantes.

Já quando o motor tem a sua parte móvel constituída por matérias supercondutores SAT, o motor terá o comportamento de um motor síncrono, pois é semelhante ao motor de histerese. A velocidade mecânica que a chapa ou bloco de material supercondutor adquire iguala a velocidade de sincronismo, uma vez que os motores síncronos não apresentam escorregamento.

Relativamente a este motor em particular que apresenta o comportamento semelhante ao de um motor de histerese, ele perde o sincronismo a partir de uma certa carga acoplada. Uma possível explicação é a seguinte:

- no material supercondutor, quando este é penetrado por um campo de indução magnética B , aparecem os fluxóides (correntes em turbilhão). Como o campo de indução magnética se propaga numa onda viajante há variação de B ao longo do espaço. Assim estes fluxóides também viajam B . Como os materiais supercondutores do *tipo II*, como o YBCO, estão dopados existe o fenómeno de ancoragem do fluxo (*flux pinning*). Assim, para que o fluxo ancorado no material possa acompanhar a onda viajante, o próprio material tem que viajar à velocidade síncrona.

Quando a força resistente se torna maior que a força associada à ancoragem do fluxo, o sincronismo não se consegue manter e perder-se, passando o motor a comportar-se como assíncrona.

Quando o motor em disco rectificado começa a apresentar o comportamento de um motor assíncrono a velocidade mecânica do motor, N_{mec} , ou seja, a velocidade a que a parte móvel se desloca é inferior à velocidade criada pelo campo viajante, N_{sinc} , segundo a equação:

$$N_{mec} = N_{sinc} (1 - s)$$

eq. 5.72

Ou seja o comportamento do motor quando tem uma carga que ainda permite o sincronismo (L_{sinc}) e uma carga que faz com que o motor deixe de estar no sincronismo adquirindo um comportamento assíncrono (L_{assinc}) pode ser observado na imagem seguinte:

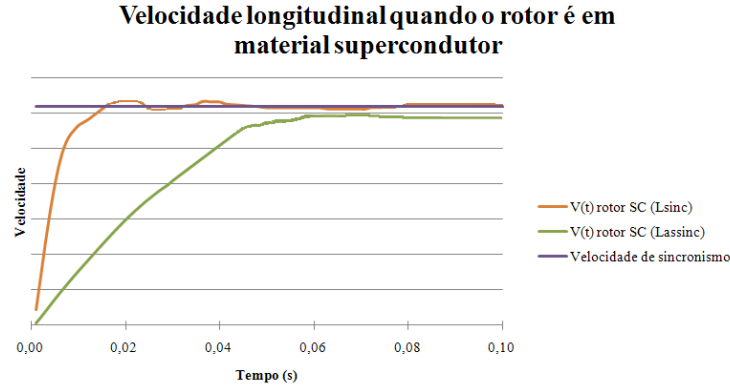


Figura 122 – Velocidade quando o rotor é em materiais supercondutores para um determinado número de pólos e duas cargas acopladas L_{sinc} e L_{assinc} .

Assim verifica-se que este motor quando o seu rotor é constituído por materiais supercondutores tem um comportamento síncrono enquanto a carga acoplada for inferior à carga acoplada que permite o sincronismo ($L < L_{sinc}$) perdendo o sincronismo e quando a carga acoplada é superior ou igual à carga acoplada que faz com que o motor tenha o comportamento de um motor assíncrono ($L \geq L_{assinc}$).

O comportamento do motor relativamente à velocidade quando se vão acoplando cargas (figuras 118 a 121) também é o que era esperado pois ao se acoplar uma carga ($L > 0$ g) a resposta da velocidade deixa de ser tão rápida como quando não tem carga acoplada ($L = 0$ g). Existem duas razões que explicam este fenómeno (figura 111):

- i. a força resistente é maior, donde $F_{total} = F_{motor} - F_{resistente}$ é menor e de

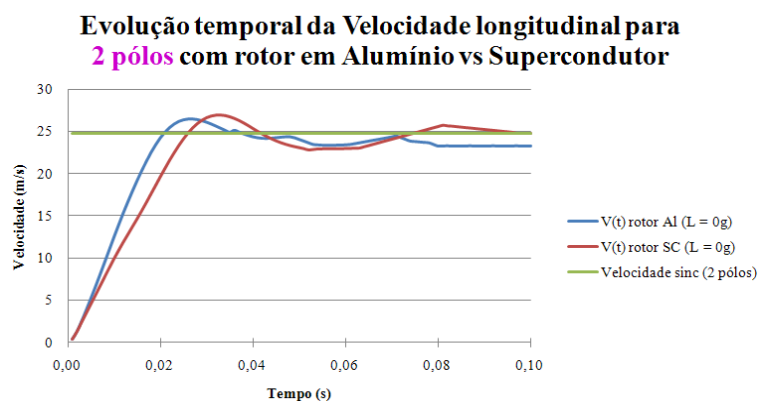
$$F_{total} = M \cdot \frac{dv}{dt} \text{ vem que } v \text{ evolui mais lentamente.}$$

- ii. A carga pode ela mesmo estar associada a massa, vindo

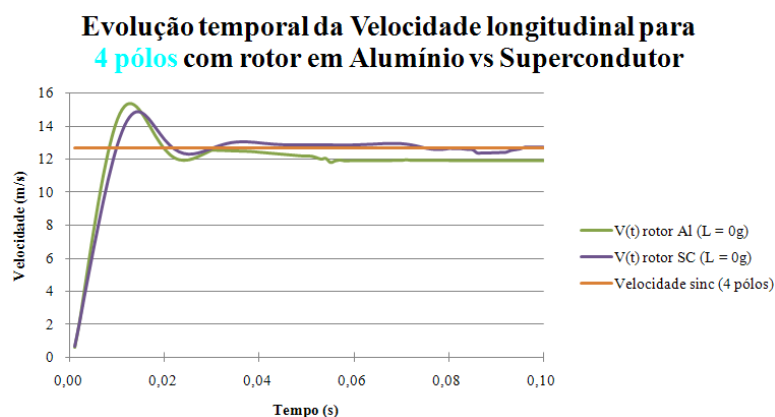
$$M_{total} = M_{motor} + M_{carga}, \text{ pelo que a constante de tempo é menor.}$$

Quando o rotor é constituído por alumínio ou materiais supercondutores, os resultados que se obtiveram relativamente à velocidade que a parte móvel adquire para 2, 4, 6 e 8 pólos, foram os seguintes:

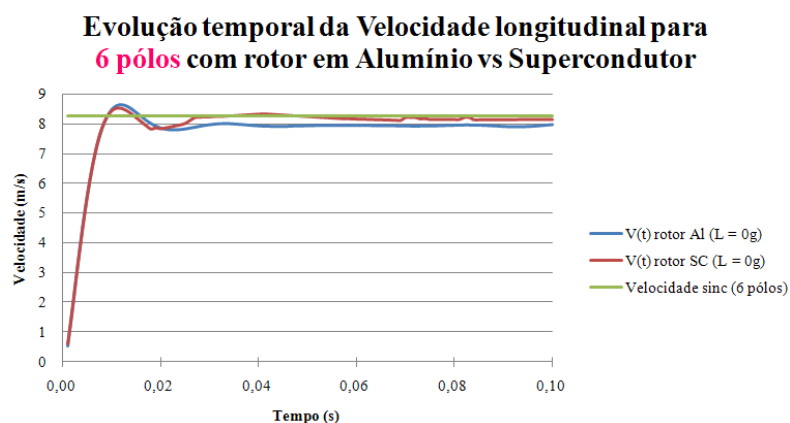
2 pólos



4 pólos



6 pólos



8 pólos

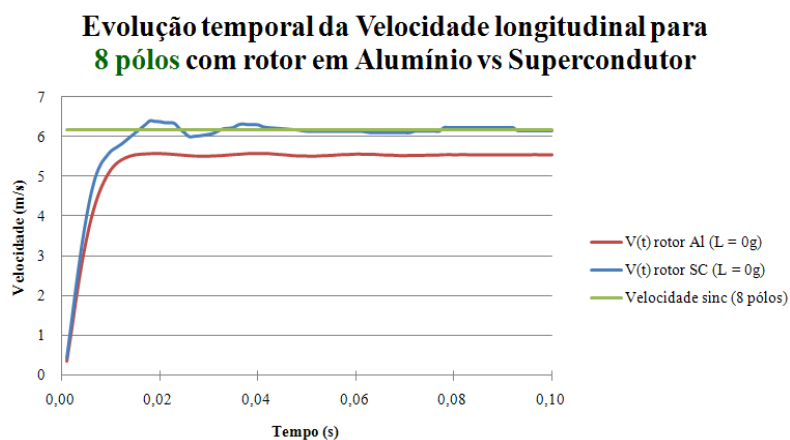


Figura 123 – Velocidade mecânica quando o rotor é constituído por alumínio vs materiais SAT.

Como se pode verificar nos gráficos da figura 123, quer para 2, 4, 6 ou 8 pólos, as velocidades mecânicas que a parte móvel adquire quando o rotor é constituído por materiais SAT são relativamente semelhantes no regime transitório. Já em regime permanente as velocidades tendem para o valor que caracteriza cada uma das situações, isto é, quando a parte móvel do motor é constituída por materiais supercondutores, este motor comporta-se como um motor síncrono o que implica que a velocidade mecânica em regime permanente é igual à velocidade de sincronismo do motor. Já quando o motor tem a sua parte móvel constituída por alumínio, o motor comporta-se com um motor assíncrono apresentando escorregamento, e portanto a velocidade mecânica do rotor, em regime permanente, é sempre inferior à velocidade de sincronismo, ou seja, o ponto de funcionamento do motor de indução é sempre numa zona subsíncrona ($N_{mec} < N_{sinc}$).

Este comportamento é semelhante para qualquer que seja o número de pares de pólos criados nos semi-estatores, variando apenas a velocidade de sincronismo com o número de pólos, conforme já se sabe.

As características da velocidade para 2, 4, 6 e 8 pólos quando a parte móvel é em alumínio e em materiais supercondutores são apresentadas nas seguintes figuras:

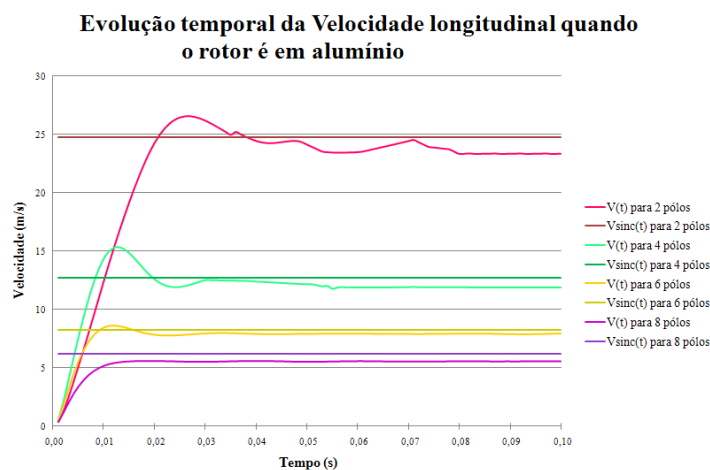


Figura 124 – Velocidade em função do tempo para 2, 4, 6 e 8 pólos quando a parte móvel é constituída por alumínio.

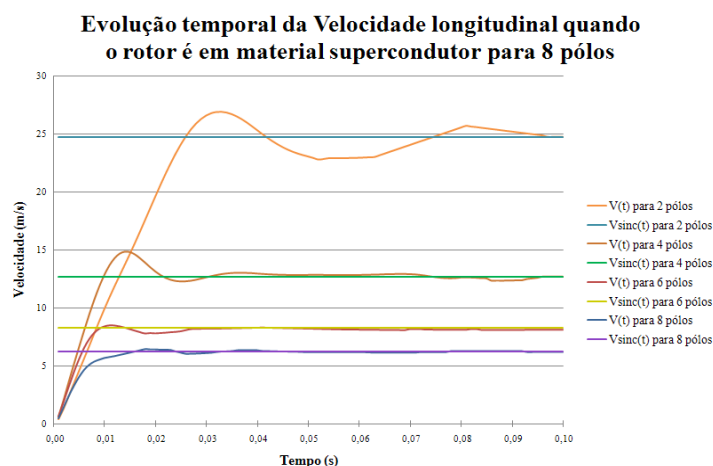


Figura 125 – Velocidade em função do tempo para 2, 4, 6 e 8 pólos quando a parte móvel é constituída por materiais supercondutores, como o YBCO.

Os dois gráficos são semelhantes destacando-se o facto de quando a parte móvel do motor é em alumínio a velocidade mecânica nunca convergir para a velocidade de sincronismo, sendo sempre inferior após o estabelecimento da velocidade (regime permanente), dando ao motor o comportamento assíncrono que as máquinas de indução têm. Já quando o rotor do motor em disco rectificado é em materiais supercondutores nota-se que, após o estabelecimento, em regime permanente, a velocidade mecânica que a parte móvel vai adquirir converge, qualquer que seja o número de pólos que os semi-estatores apresentam, para a velocidade de sincronismo do motor, dando à máquina um comportamento síncrono.

Uma situação não contemplada nesta dissertação é a de se ter uma carga acoplada à chapa (de alumínio ou materiais SAT), produzindo uma força resistente maior que a força desenvolvida pelo motor.

5.5 – Conclusão

Com este capítulo é possível verificar que se consegue, injectando 24 ondas de corrente nas 24 bobinas presentes nos semi-estatores, com a mesma amplitude e frequência mas com diferentes valores de defasagem destas correntes, no qual consoante os valores dos ângulos de defasagem é possível variar o número de pólos electronicamente para 2, 4, 6 e 8 pólos. Comprovou-se também que quando o número de pólos é elevado consegue-se obter binários elevados mas em contrapartida obtêm-se velocidades baixas e vice-versa, permitindo definir uma estratégia de comando de velocidade quando se utiliza o motor em disco de pólos variáveis, como sendo, arrancar o

motor com o número de pólos mais elevado, pois apresenta um elevado valor de binário e ir diminuindo o número de pólos para assim conseguir obter velocidades elevadas.

Na comparação de resultados obtidos quando o rotor do motor é em alumínio e em materiais supercondutores, comportando-se como motor de indução no primeiro caso, e comportando-se na segunda situação como um motor síncrono de histerese, verificou-se que o motor supercondutor apresenta um valor de força mais elevado que o motor equivalente em alumínio, embora a força do motor com o rotor supercondutor simulado não tenha sido tão superior à força do motor com o rotor em alumínio como o que era esperado, talvez devido a de nas simulações se ter simplificado o problema, como foi referido anteriormente e também aos resultados obtidos terem sido relativamente ao motor em linha e não do motor em disco, que apresenta algumas diferenças, um face ao outro.

VI. Comando do motor de pólos variáveis por comutação de pólos e variação da frequência

6.1 – Introdução

Até este ponto tem-se referido com maior incidência o comando de velocidade por comutação do número de pólos. Neste capítulo, é encarada uma outra forma de comando de velocidade, muito aplicada nos dias de hoje: comando de velocidade por variação da frequência. Nos pontos abaixo, concilia-se o controlo de velocidade por comutação de pólos com a variação de frequência de forma a obter-se o controlo de velocidade do motor em disco de pólos variáveis mais fiável, segura e suave.

6.2 – Comando do motor por comutação de pólos e variação da velocidade

A evolução da velocidade e do binário ao longo do tempo quando se comuta o número de pólos do motor à frequência de 50 Hz é a seguinte:

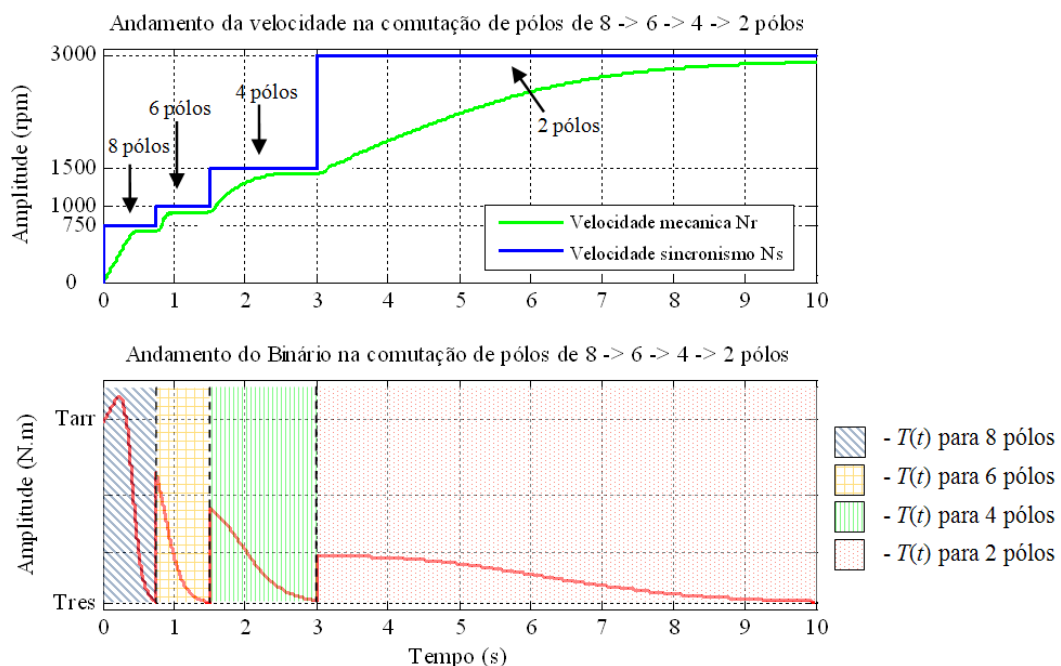


Figura 126 – Evolução da velocidade e binário na comutação de pólos à frequência de 50 Hz para o motor em disco com rotor de alumínio.

Como se pode verificar no gráfico da evolução da velocidade ao longo do tempo quando se comuta o número de pólos de 4 para 2 pólos a variação de velocidade é

elevada, havendo uma variação das 1500 rpm para as 3000 rpm, apresentando um tempo de estabelecimento elevado quando comparado com as outras transições.

As características que se obtêm, controlando a velocidade por variação da frequência de alimentação das correntes que se injectam nos semi-estatores, para o intervalo de frequências de [1, 10, 20, 30, ..., 80, 90, 100] Hz, mantendo a relação U/f constante, são as seguintes:

- **Binário/Velocidade normalizados:**

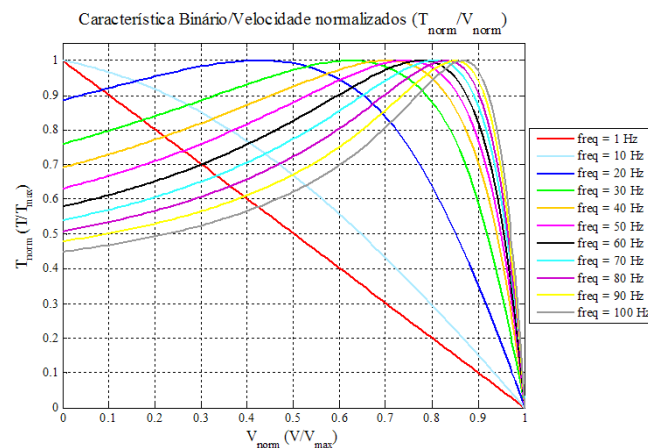


Figura 127 – Característica Binário/Velocidade Normalizada para várias frequências.

Na figura acima é possível analisar a evolução do binário em função da velocidade, para um motor de indução.

- **Binário/Velocidade relativa:**

Quando se varia a frequência para um determinado número de pólos, o comportamento é semelhante verificando-se que para frequências baixas o binário é elevado e a velocidade baixa na qual à medida que se aumenta a frequência a velocidade aumenta e o binário diminui. No caso especial da frequência de 1 Hz, o binário não é muito elevado mas a velocidade é muito baixa, quando comparado com as outras frequências.

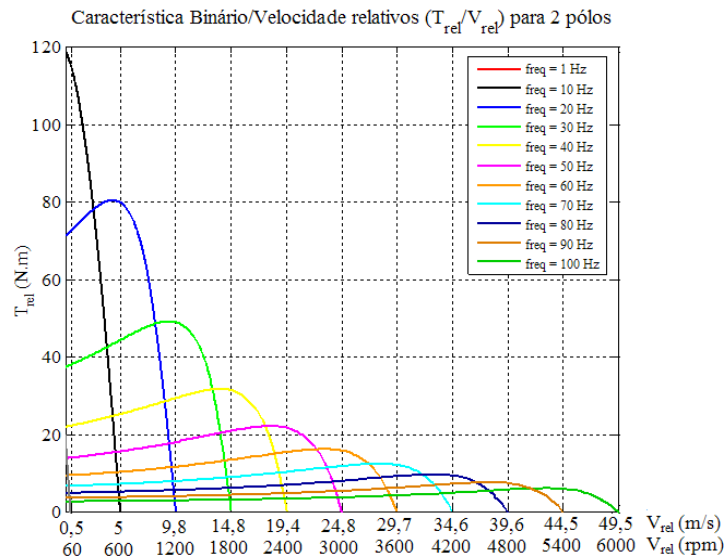


Figura 128 – Característica do binário em função da velocidade para 2 pólos.

Assim, quando se tem baixa velocidade (imediatamente a seguir à situação de arranque), pode alimentar-se as correntes dos semi-estatores com frequências baixas e aumentando a frequência de forma crescente até aos 100 Hz, frequência à qual o motor adquire a velocidade mais elevada.

- **Rendimento/Velocidade:**

Outra importante característica é a do rendimento/velocidade. Esta permite que se estime qual ou quais as melhores frequências de operação para o motor.

A característica apresentada na figura seguinte, que traduz o comportamento do rendimento do motor de indução em função da velocidade para diferentes valores de frequência, sabendo que o rendimento dos motores de indução pode ser calculado de uma forma aproximada em função do escorregamento, s , como sendo [Ventim]:

$$\eta_{\text{motor indução}} \approx (1 - s(f))$$

Esta aproximação é tanto melhor quanto maior for a potência mecânica. Como o escorregamento depende da velocidade mecânica e de sincronismo chega-se à expressão do rendimento em função da velocidade como sendo:

$$\eta_{\text{motor indução}} \approx (1 - s(f)) \approx 1 - \left(1 - \frac{N_{\text{mec}}}{2\pi f \cdot p}\right) \approx \frac{N_{\text{mec}}}{2\pi f \cdot p} \quad \text{eq. 6. 1}$$

A característica do rendimento em função da velocidade para as diferentes frequências, para o motor em linha de indução, encontra-se então representada na seguinte figura.

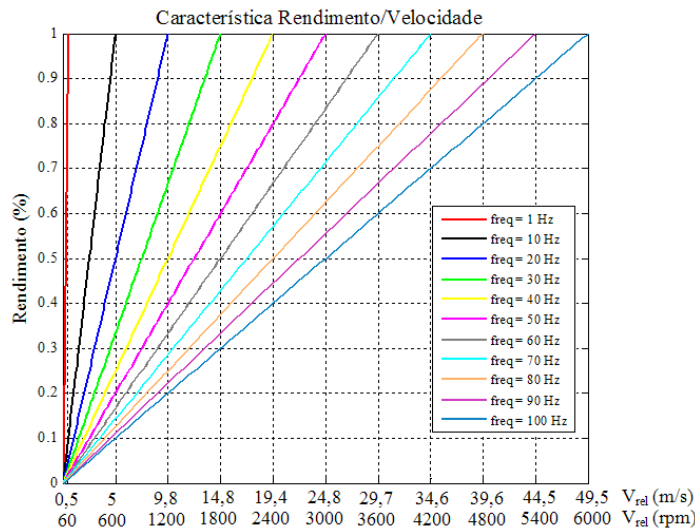


Figura 129 – Característica do rendimento em função da velocidade para 2 pólos.

Do gráfico acima verifica-se que qualquer que seja a frequência, o rendimento aproximado apresenta um andamento linear, tendendo para 100% quando se está próximo da velocidade máxima que se pode obter a, velocidade de sincronismo, N_{sinc} , quer seja para o motor em linha quer seja para o motor axial. No entanto, para $s \rightarrow 1$, a potência mecânica $P_{mec} \rightarrow 0$, e a aproximação anterior aí não é válido.

Com as características apresentadas anteriormente e conjugando a comutação de pólos com a variação de frequência, pode definir-se uma estratégia de comando através de um software de programação que faça com que a evolução da velocidade ao longo do tempo seja feita de uma forma mais suave, sem variações tão grandes na velocidade.

Assim, define-se como regra de operação que, durante a aceleração, a comutação para evoluir para a configuração (*número de pólos, frequência*) seguinte se faz quando a velocidade actual é metade da velocidade de sincronismo seguinte. Por exemplo, no motor de geometria cilíndrica, quando se tem (*2 pólos, 20Hz*) a velocidade de sincronismo que se obtém é de 1200 rpm. Admitindo que a configuração seguinte é (*2 pólos, 30Hz*), na qual a velocidade de sincronismo é 1800 rpm, durante a aceleração a configuração comuta de (*2 pólos, 20Hz*) para (*2 pólos, 30Hz*) quando a velocidade for igual $1800/2 = 900$ rpm. O processo sucede-se para as várias configurações, dando origem às evoluções representadas na figura 130.

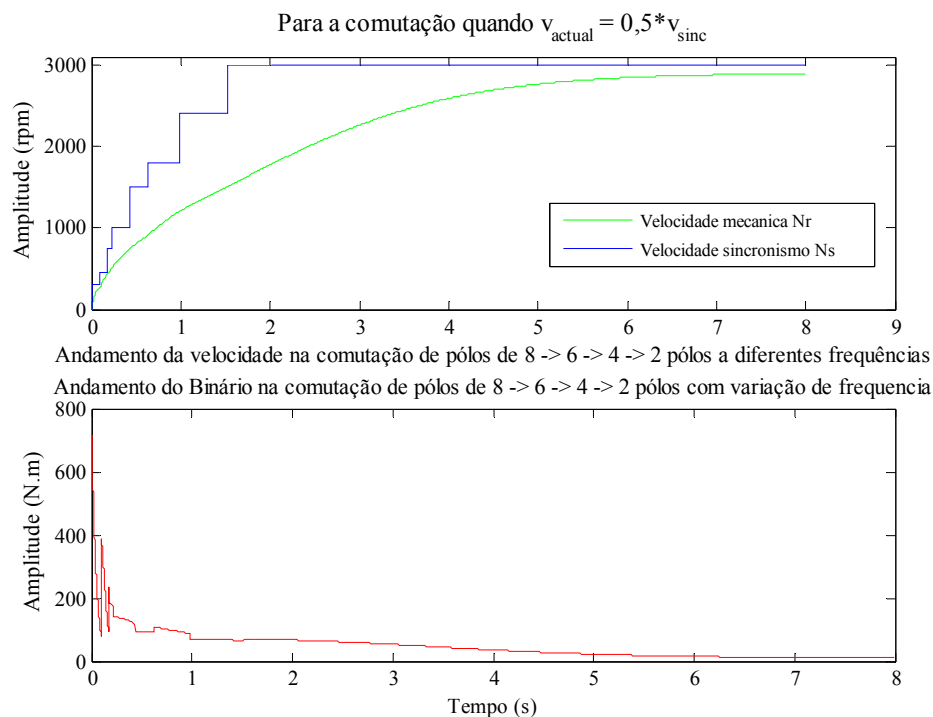


Figura 130 – Andamento da velocidade (cima) e binário (baixo) ao longo do tempo quando se utiliza a comutação de pólos e variação da frequência utilizando como regra de comutação $v_{\text{actual}} = 0,5 * v_{\text{seguinte}}$.

A evolução da velocidade estimada obedece ao seguinte diagrama:

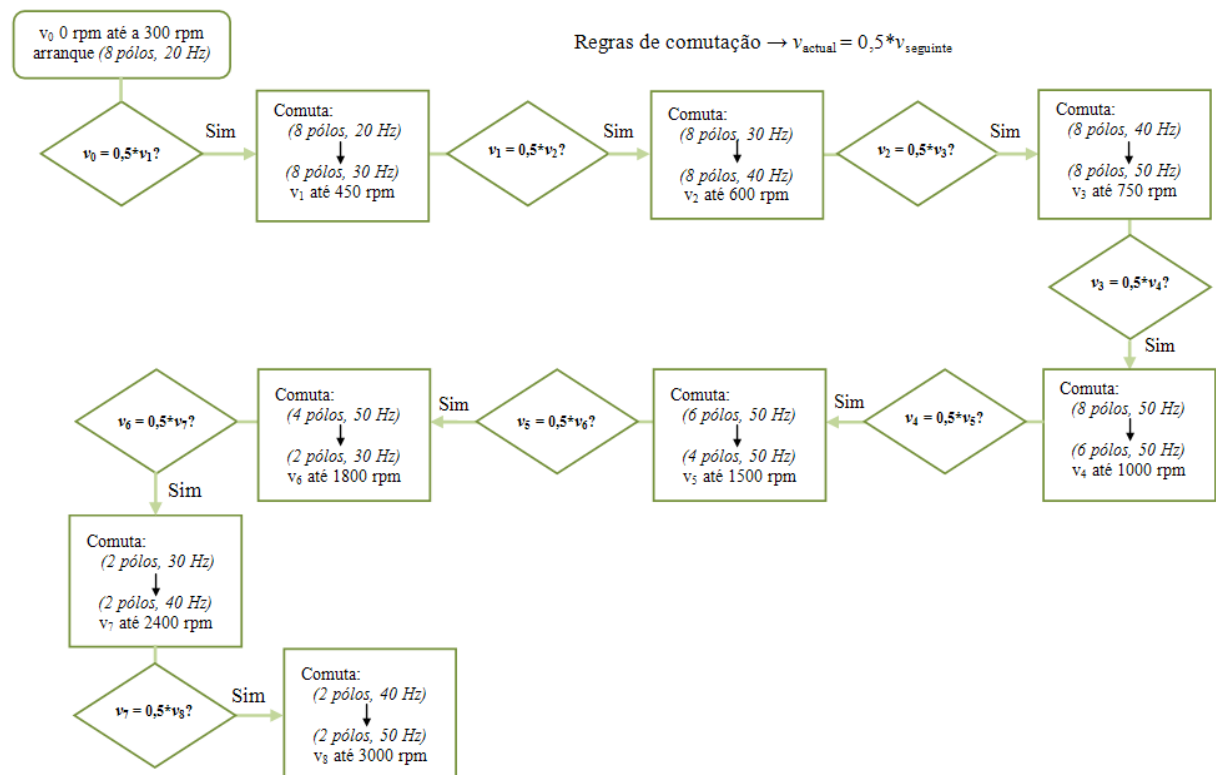


Diagrama 1 – Diagrama de comando do motor de indução em disco e pólos e frequência variável.

No gráfico da figura 126 e no diagrama acima é representado a resposta e comando do motor de indução quando se varia tanto o número de pólos como a frequência.

O comando do motor no que diz respeito ao número de pólos é feito da forma como foi abordado no sexto capítulo. Sabendo pelas características anteriores, que o binário desenvolvido pelo motor é mais elevado para um número de pólos e frequências mais baixas, sendo o comportamento do motor relativamente à velocidade o oposto, (i.e., quanto mais baixa é a frequência mais baixa é a velocidade), uma possível estratégia de comando em que se pode variar tanto o número de pólos como a frequência de alimentação no motor poderá ser a seguinte:

- Arrancar o motor como o número de pólos mais alto que é possível obter, que no motor em estudo é 8 e com uma frequência relativamente baixa, por exemplo, 20 Hz de forma a ter-se o binário mais elevado para conseguir vencer o binário resistente e assim iniciar-se o movimento de rotação.

- Depois comuta-se a configuração (*número de pólos, frequência*) no motor mantendo o número de pólos (8 pólos) e incrementando a frequência de forma a que a evolução da velocidade seja feita por pequenos passos.

- Comuta-se então o número de pólos de forma decrescente, até um valor mínimo de 2 pólos (1 par de pólos) e incrementa-se a frequência com o objectivo de se ir aumentando a velocidade.

No caso de controlo acima, a velocidade máxima que se obteve foi para configuração (*2 pólos, 50 Hz*) foi de 3000 rpm mas utilizando-se, por exemplo, a configuração (*2 pólos, 100 Hz*) pode-se obter uma velocidade máxima de 6000 rpm.

Um exemplo onde a velocidade que o motor atinge é de 4200 rpm, para a configuração (*2 pólos, 70 Hz*), é mostrado na figura seguinte.

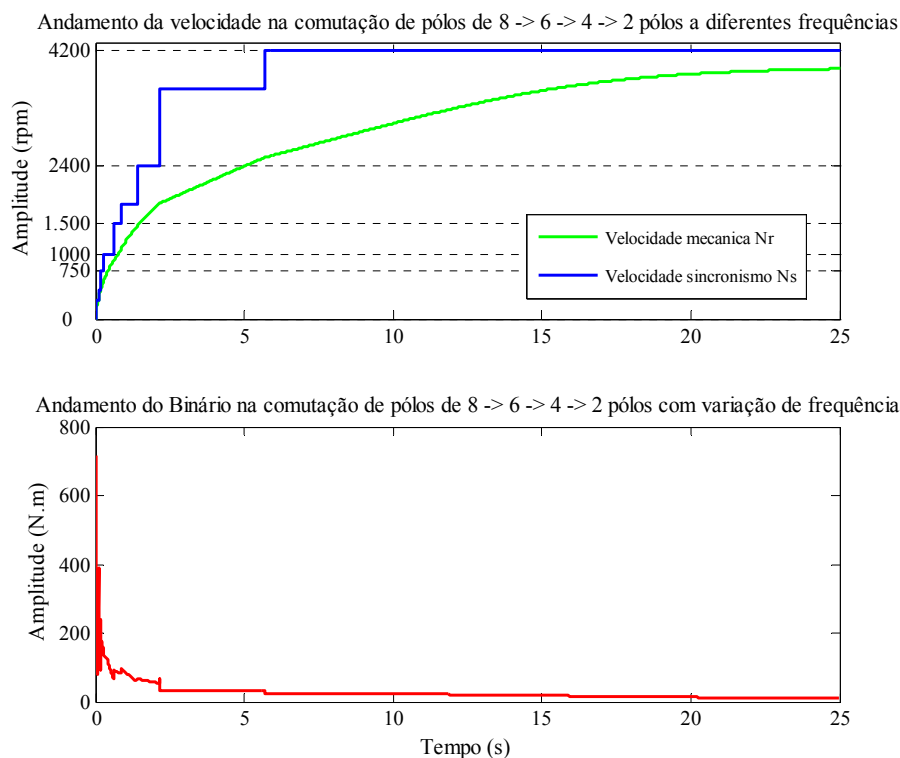


Figura 131 – Andamento da velocidade (cima) e binário (baixo) ao longo do tempo quando se utiliza a comutação de pólos e variação da frequência.

Na figura acima é representado um sistema que simula o comportamento do motor quando é feita a comutação do número de pólos entre 8, 6, 4 e 2 pólos e para várias frequências, sendo a regra de comutação a mesma que a utilizada anteriormente: quando a velocidade actual é metade da velocidade de sincronismo seguinte ($v_{actual} = 0,5 * v_{seguiente}$), faz-se a comutação. A operação está esquematizada no diagrama 2:

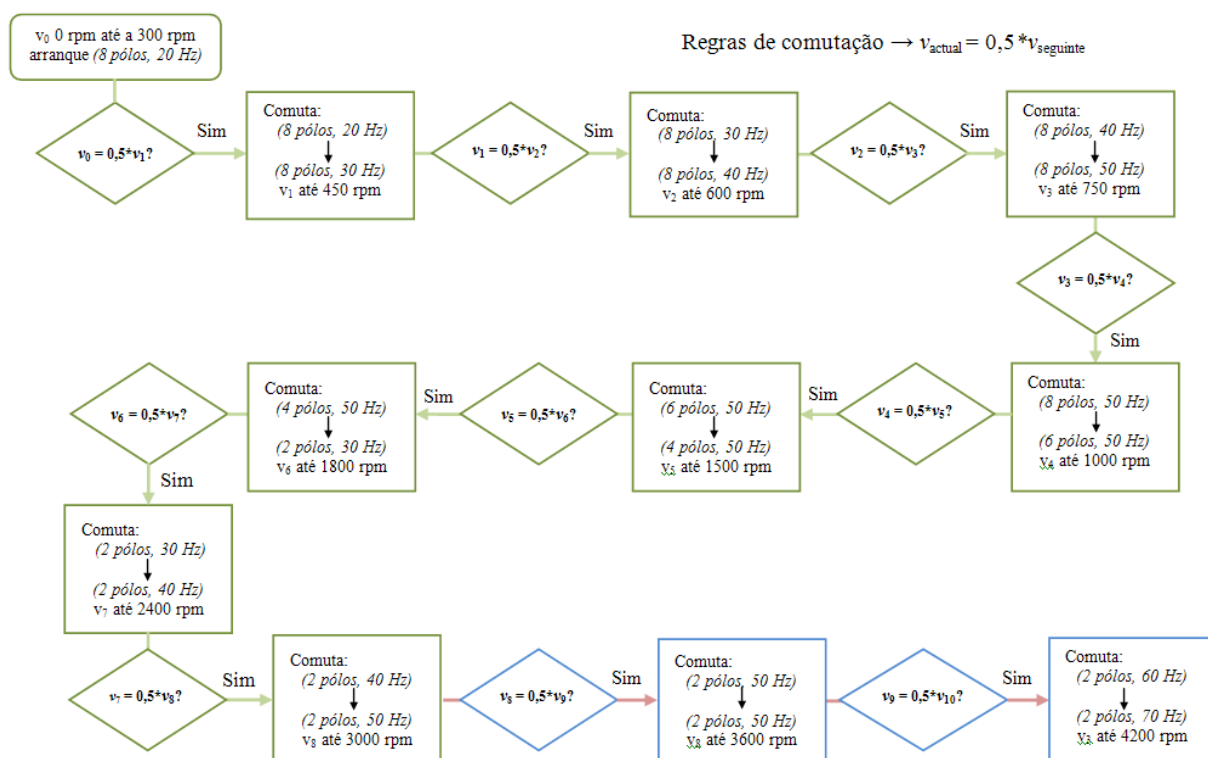


Diagrama 2 – Diagrama de comando do motor de indução em disco de pólos e frequência variável até 4200 rpm.

Dependendo da aplicação e atendendo à configuração (*número de pólos, frequência*) pode atingir-se a velocidade mais ou menos baixa, de uma forma mais ou menos rápida com mais ou menos binário, tendo dois graus de liberdade: o número de pólos e a frequência.

Pode otimizar-se e tornar a resposta do motor um pouco mais rápida, definindo para cada configuração (*número de pólos, frequência*) o instante em que se comuta. Mantendo como regra de comutação a relação entre a velocidade actual e a velocidade de sincronismo seguinte mas, definindo-se para cada configuração, qual a percentagem da velocidade seguinte, k , isto é, ($v_{\text{actual}} = k * v_{\text{seguinte}}$), obtém-se a seguinte evolução de velocidade e binário do motor de indução:

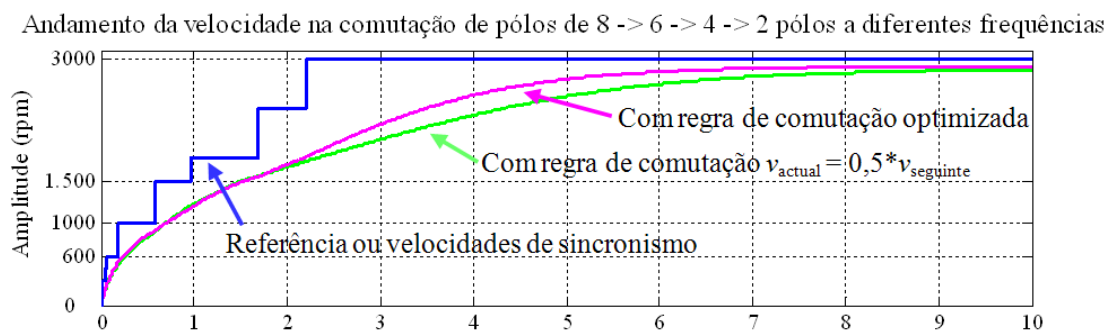


Figura 132 – Andamento da velocidade ao longo do tempo quando se utiliza a comutação de pólos e variação da frequência para diferentes regras de comutação.

Como se pode observar relativamente à velocidade quando se utiliza uma regra de comutação com base na velocidade e da forma $v_{\text{actual}} = 0,5 * v_{\text{seguinte}}$ o comportamento do motor é descrito pela linha a verde, cuja estratégia de comando se encontra representada no diagrama 1.

Já quando se utiliza uma estratégia de controlo optimizada, isto é definindo para cada comutação de configuração a percentagem de velocidade seguinte, k , consegue-se definir o comportamento do motor, em vazio, quer mais rápido (linha a magenta no gráfico 132) quer mais lento, por acerto do parâmetro k pelo método manual de tentativa/erro ou automaticamente por meio de sistemas de decisão como redes neurais, controlo difuso, controlo adaptativo, controlo óptimo, entre outros.

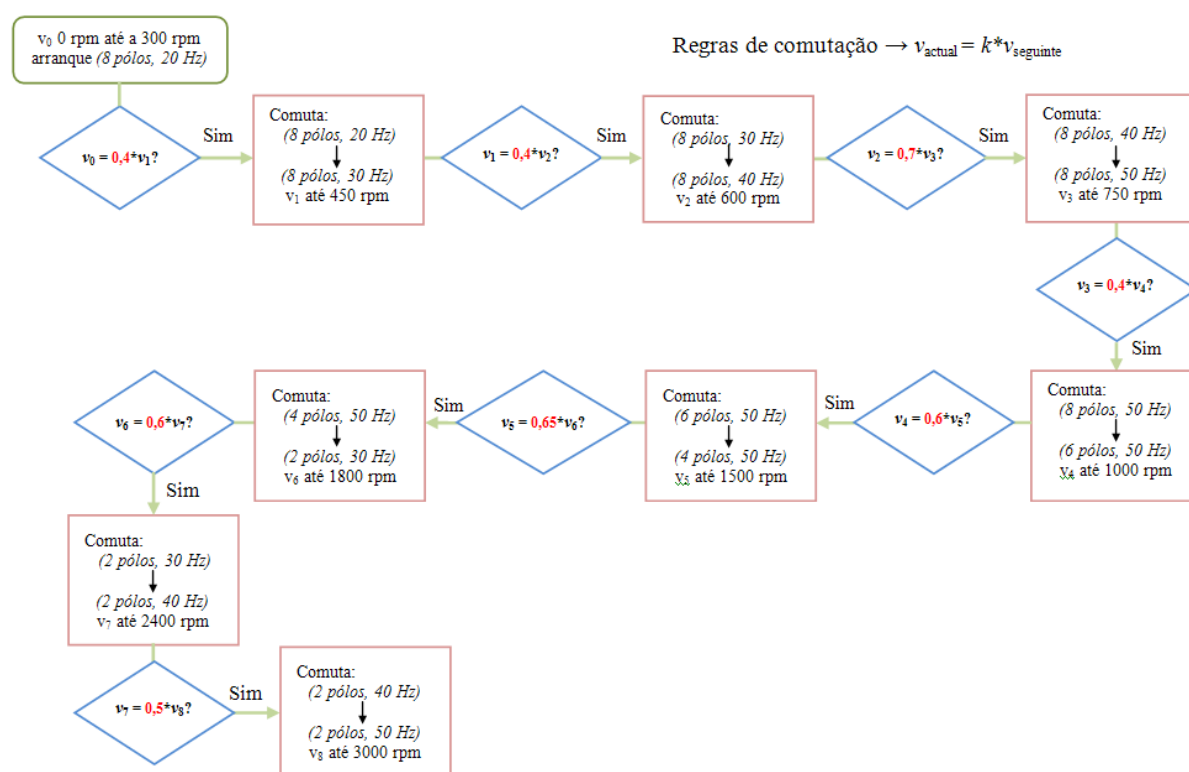


Diagrama 3 – Diagrama de comando do motor de indução com pólos e frequência variável com base em regras de comutação optimizadas.

6.3 – Conclusão

Neste capítulo é apresentado a junção de duas técnicas de controlo de velocidades distintas, o método por comutação electrónica do número de pólos, como foi descrito no quinto capítulo e o método por variação da frequência de alimentação das correntes injectadas nos semi-estatores. O controlo de velocidade/força (binário) em máquinas de indução, com uma variação suave da velocidade, é possível conciliando a comutação do

número de pólos com a frequência. Apresenta algumas desvantagens ter o controlo por variação da frequência uma vez que são necessários onduladores polifásicos com electrónica de potência associada, implicando mais custo.

VII. Apresentação do protótipo após construção

7.1 – Introdução

Após o estudo teórico e obtenção das características mais relevantes do motor a partir de simulações no programa de elementos finitos, conclui-se que pode ser um projecto viável e com aplicabilidade. Neste capítulo é apresentado o motor projectado com um programa de CAD e o protótipo construído.

7.2 – Protótipo desenvolvido

O protótipo foi desenvolvido com o apoio da UNINOVA – Instituto de Desenvolvimento de Novas Tecnologias (situada no campus da FCT – Monte da Caparica).

O motor em disco que foi projectado e construído é constituído por dois semi-estatores com 24 cavas cada, um veio com um disco alumínio (rotor), quatro parafusos de fixação semi-estator/semi-estator, duas chumaceiras e um suporte e parafusos para respectiva fixação.

Os semi-estatores sem as suas bobinas, ou seja, só as “bolachas” de aço com as 24 cavas e 24 dentes são apresentados na seguinte figura:

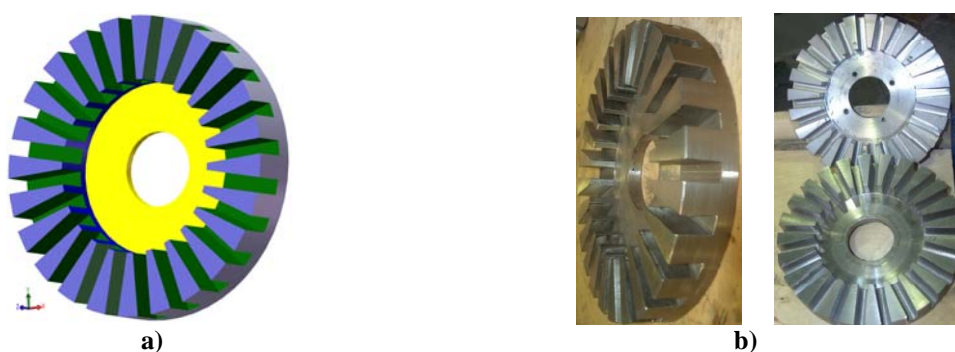


Figura 133 – Semi-estator: a) projectado; b) construído.

Após a bobinagem do motor, como foi definido nos capítulos anteriores, este fica com o seguinte aspecto:

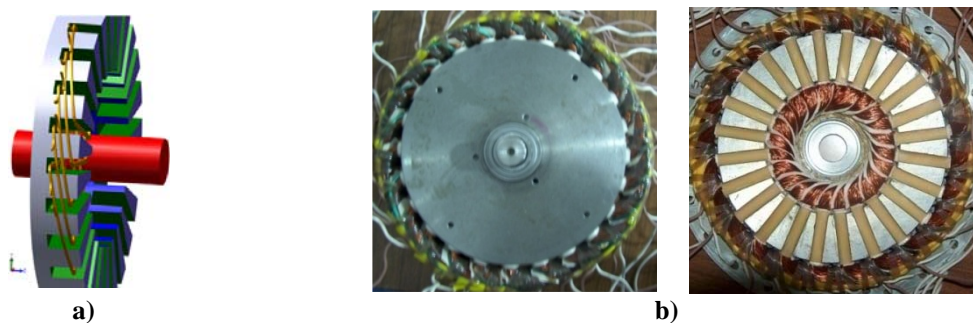


Figura 134 – Semi-estator bobinado: a) projectado; b) construído.

O rotor que é constituído por um disco de alumínio e por um veio encontra-se representado na figura abaixo.

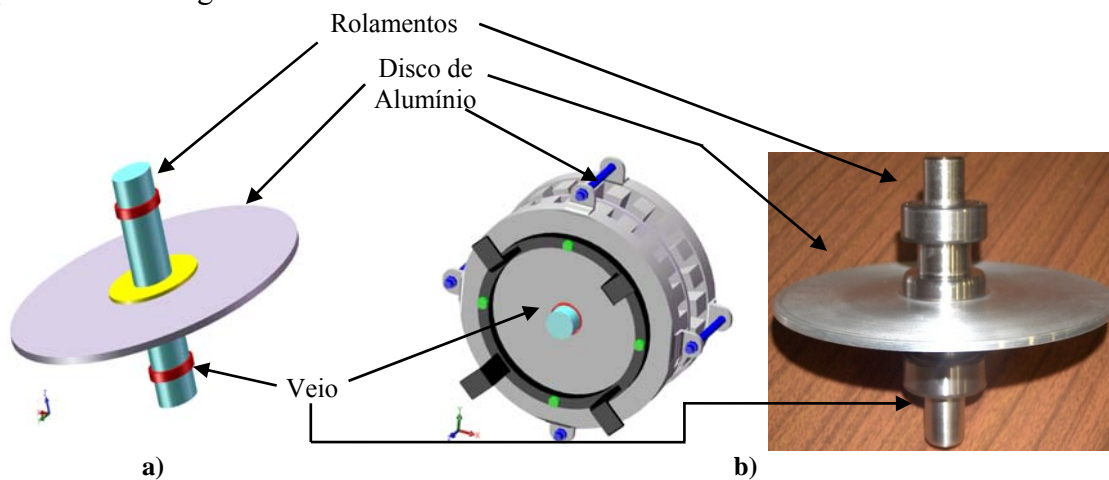


Figura 135 – Rotor com veio, disco em alumínio e rolamentos:
a) projectado; b) construído.

O motor em disco projectado, que é um motor de eixo vertical, é constituído por dois semi-estatores em que no “entre-semi-estatores” está o rotor que é um disco de alumínio, portanto a disposição dos semi-estatores e do rotor é a seguinte:



Figura 136 – Montagem do motor com 2 semi-estatores e o rotor em alumínio:
a) projectado; b) construído.

Como se pode verificar, na zona entre os semi-estatores encontra-se o disco em alumínio (rotor):

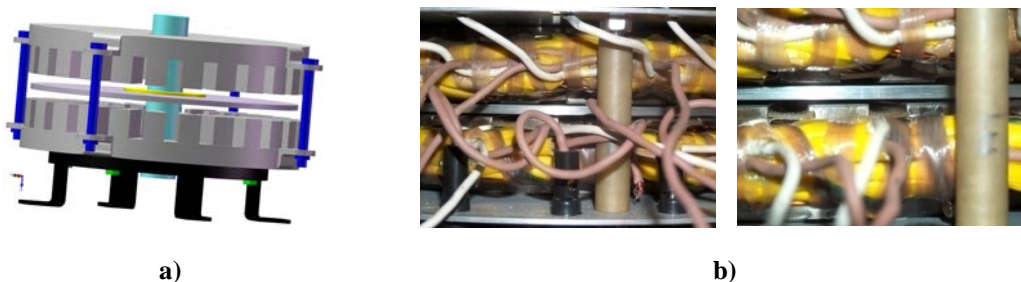


Figura 137 – Disco de alumínio entre os semi-estatores: a) projectado; b) construído.

O espaçamento entre os semi-estatores e o disco de alumínio, deve ser o mais pequeno possível, por forma a que o fluxo produzido pelas bobinas dos semi-estatores, que atravessa axialmente o disco de alumínio, se disperse o menos possível para que o binário desenvolvido pelo motor seja máximo.

Existem, no entanto, alguns detalhes construtivos nomeadamente a ligação mecânica entre os semi-estator superior e inferior, sendo utilizados quatro parafusos de material paramagnético (mica), ou seja, que apresentam relutância magnética muito elevada e não se deixam penetrar por fluxo magnético, de forma a não estabelecer ligação magnética entre semi-estatores que curto-circuito magneticamente o rotor.

Estes parafusos foram projectados de forma a tornar a altura entre semi-estatores ajustável permitindo ajustar o entreferro, de forma a que a espessura do disco que constitui o rotor possa variar e mesmo assim o motor funcione. Este pormenor é também relevante, uma vez que nesta dissertação o rotor é um disco em alumínio mas posteriormente, está previsto para investigações futuras, ser substituído por um disco em material SAT, como o YBCO, em que a espessura deste não tem que ser exactamente a mesma que a do disco de alumínio.

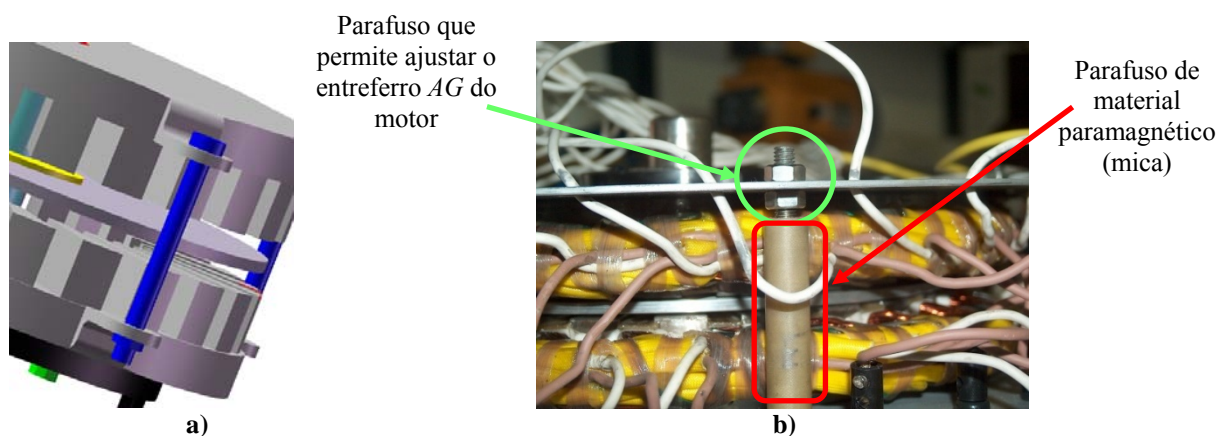
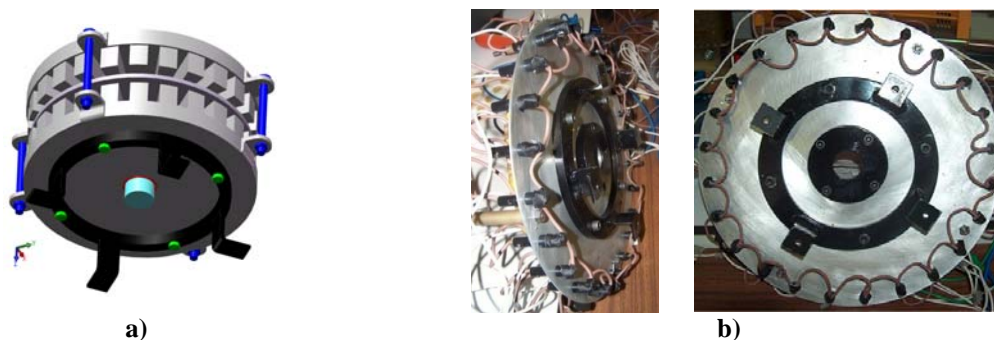


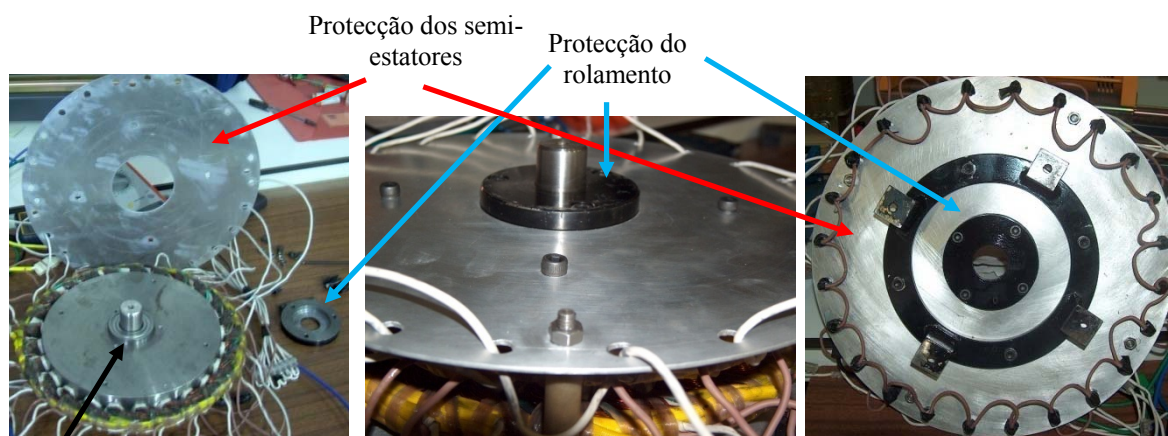
Figura 138 – Parafuso regulável de ligação entre-semi-estatores: a) projectado; b) construído.

O suporte do motor projectado e construído é o seguinte:



a)
Figura 139 – Base de sustentação do motor em disco de pólos variáveis:
a) projectado; b) construído.

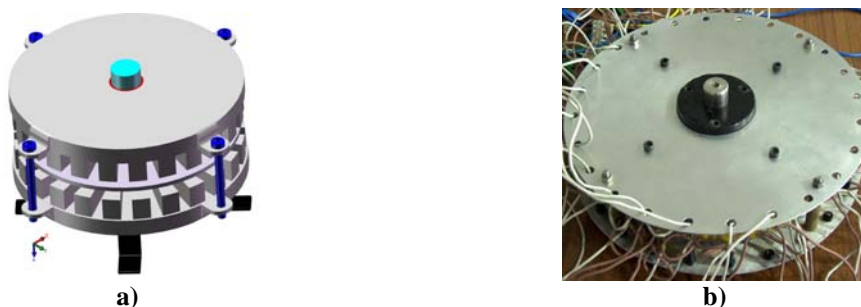
Os rolamentos encontram-se protegidos por uma peça que aparafusa ao semi-estator. Também os semi-estatores tem uma chapa de alumínio que os protege, como é possível visualizar na figura seguinte.



Rolamento

Figura 140 – Protecção rolamento e dos semi-estatores.

Assim sendo, uma vez o motor totalmente caracterizado, o aspecto final deste, em que no projectado não é apresentada a bobinagem, é o seguinte:



a)
Figura 141 – Motor em disco de pólos variáveis:
a) projectado; b) construído.

Comparando o motor projectado com o resultado final, divergem um pouco na chapa de protecção dos semi-estatores, tendo sido feita essa alteração com o objectivo de nas chapas de protecção furar e pôr terminais de acesso a todas as 48 bobinas do motor (24 no semi-estator superior e 24 no semi-estator inferior), de forma a tornar este motor muito versátil no que diz respeito à sua aplicação, pois pode facilmente ligar-se num sistema trifásico ou difásico e utilizá-lo para obter as várias características como sendo binários, escorregamentos, velocidades, etc. Com este sistema de acesso às várias bobinas que constituem o motor pode também de uma forma fácil decidir se o motor tem 2, 4, 6 ou 8 pólos ligando os terminais das bobinas, se bem que este não seja o objectivo desta dissertação.

VIII. Conclusões e Trabalho Futuro

Verificou-se no decorrer da dissertação, que é possível comutar electronicamente o número pólos de um motor, a partir da injeção de 24 ondas de corrente nas 24 bobinas presentes em cada um dos semi-estatores, com a mesma amplitude e frequência mas com diferentes valores de defasagem destas correntes, onde consoante os valores dos ângulos de defasagem é possível obter o número de pólos electronicamente para 2, 4, 6 e 8 pólos. Como quando o número de pólos é elevado obtém-se binários elevados mas em contrapartida obtém-se velocidades baixas e vice-versa, é possível definir uma estratégia de controlo de velocidade quando se utiliza o motor em disco de pólos variáveis, como sendo, arrancar o motor com o número de pólos mais elevado, pois apresenta um elevado valor de binário e ir diminuindo o número de pólos para assim conseguir obter velocidades elevadas.

Na comparação de resultados obtidos quando o rotor do motor é em alumínio e em materiais supercondutores, comportando-se como motor de indução no primeiro caso cujo princípio de funcionamento é desde há muito conhecido e comportando-se na segunda situação como um motor de histerese.

No caso em que o disco é em materiais supercondutores, cria-se um campo magnético girante através da injeção de correntes nas bobinas dos semi-estatores, que ao atravessarem o disco SAT magnetiza-o. O disco SAT, ao ser magnetizado, induzem-se nele correntes em turbilhão (vórtices, fluxóides), dando origem à dinâmica de vórtices de corrente ao longo de todo o disco. Como o disco SAT se encontra dopado, os vórtices ao “viajarem” no disco em torno do eixo de rotação, vão ficar “presos” às partículas dopantes, dando-se o fenómeno de ancoragem de fluxo (“*flux pinning*”). Este fenómeno é responsável pela existência de um binário, fazendo com que o motor inicie o seu movimento. O disco de material SAT segue a variação do campo magnético girante que é criado pela injeção de correntes nas bobinas dos semi-estatores, sendo síncrono.

Relativamente aos resultados obtidos no Flux2D[®] no que diz respeito ao binário e velocidade, o motor supercondutor apresenta um valor de força mais elevado que o motor equivalente em alumínio, embora o binário do motor em disco supercondutor simulado não tenha sido tão superior ao binário do motor em disco com o rotor em alumínio como era previsto, talvez devido a de nas simulações se tiver simplificado o problema, como foi referido anteriormente e também aos resultados obtidos terem sido relativamente ao motor em linha e não do motor em disco, que apresenta diferenças, um face ao outro.

Nesta dissertação, reporta-se também uma nova ideia para controlo de velocidade de motores baseado na junção de duas técnicas de controlo de velocidades distintas, o método de controlo por comutação do número de pólos e por variação da frequência de alimentação. Através da junção destas duas técnicas é possível fazer um controlo de velocidade mais suave, pois com o controlo por frequência de alimentação das correntes consegue-se controlar a velocidade e binário em intervalos mais pequenos. O controlo por variação da frequência apresenta algumas desvantagens uma vez que são necessários onduladores polifásicos com electrónica de potência associada, implicando mais custo, mas consegue-se controlar a velocidade do motor de uma forma mais suave, sem existirem variações de velocidade muito elevadas.

Os trabalhos futuros consistem na aquisição de um PIC (Programmable Interrupt Controller), a electrónica de potência associada e o disco supercondutor. Através do PIC e da electrónica de potência associada pretende-se criar 24 ondas de corrente, em que se tem acesso à amplitude, frequência e fase da corrente, para posteriormente injectar nas 24 bobinas presentes nas cavas dos semi-estatores de forma a conseguir obter os pólos variáveis (2, 4, 6 e 8 pólos) com uma estratégia de controlo de comutação de pólos adequada, para posteriormente ensaiar em laboratório e obter as principais características, o motor quando o rotor é em alumínio e em disco de materiais supercondutores para posteriormente comparar estes resultados com os obtidos nas simulações.

O mestrando pretende também explorar mais a técnica de controlo de velocidade por comutação do número de pólos e variação da frequência de alimentação das correntes a injectar nas bobinas de forma a obter-se um melhor e mais fiável controlo deste motor com o objectivo de desenvolver uma caixa de velocidades eléctrica.

Referências

- [Álvarez1] – Álvarez A, Suárez P, Cáceres D, Granados X, Péres B and Ceballos J, *Disk-shaped superconducting rotor for an axial flux induction motor*, Physica C, Vol 398, pp. 157-160, November 2004.
- [Álvarez2] – Álvarez A, Suárez P, Cáceres D, Cordero E, Ceballos J and Péres B, IEEE Trans. Applied Supercond., Vol 15, 2, pp. 2174-2177, June 2005.
- [Álvarez3] - Álvarez A, Suárez P, Cáceres D, Granados X, Obradors X, Bosch R, Cordero E, Péres B, Caballero A and Blanco J, *Superconducting armature for induction motor of axial flux based on YBCO bulks*, Physica C, Vols 372-376, 3, pp. 1517-1519, August 2002.
- [Axcomotors] – http://www.axcomotors.com/axial-flux_technology.html em Janeiro de 2008.
- [Bean] – Bean C P, *Magnetization of High-Field Superconductors*, Reviews of Modern Physics, pp.31-39, January 1964.
- [Bednorz] – Bednorz J G, Müller K A Z, *Phys. B – Condensed Matter* 64 189, 1986.
- [Belyo] – Belyo S, (WO/1998/044615) *Electronically Commutated Pole-Changing Motor*, International Number Publication 98/44615, patentado a 6 de Maio de 1998 com acesso último em <http://www.wipo.int/pctdb/en/wo.jsp?wo=1998044615&IA=WO1998044615&DISPLAY=DOCS>.
- [Bondrea] – Bondrea, N C, Rodrigues, A L , *Torque comparison of an eight-pole permanent magnet excited and a high temperature superconductor disc motor*, proceedings of the 4th International Workshop on Processing and Applications of Superconducting (RE)BCO Large Grain Materials PASREG 2003, Jena, Germany, June 2003.
- [Bozorth] –Bozorth R M, Williams H J and Davis D D, *Phys. Rev. Letters* 5, 148 (1960).
- [Duzer] – Duzer V T, *Superconductor electronic device applications*, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol 25, Issue 11, pp. 2365-2377, November 1989.
- [Eepublishers] – <http://www.eepublishers.co.za/view.php?sid=3313> em Janeiro de 2008.
- [Elschner] –Elschner S et al., IEEE Trans. Applied Supercond. 11 (1) (2001) 2507–2510.
- [Grant] – Grant P M, *Superconductivity and Electric Power: Promises, Promises...Past, Present and Future*, Applied Superconductivity, IEEE Transactions on Volume 7, Issue 2, pp. 112 – 133, Jun 1997.
- [Guedes] – Guedes M V, *O Motor de Indução Trifásico: Selecção e Aplicação*, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP), Novembro 1994.
- [Haldar] – Haldar P, Hua Y, EfstathiadisH, Reynolds J, Hennessy M, Mueller O and Mueller E, IEEE Tran. Applied Supercond., Vol 15, 2, pp. 2370-2375, June 2005.
- [Hiroyuki] – Hiroyuki Y, Yoshihisa A and Masayuki K, *Characteristic Calculation Method of Pole-changing Induction Motor with Easy Procedure of Pole-Amplitude modulation*, Papers of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan, Vol RM-01, no.129-158, PP. 115-120 2001.

[Iliescu] – Iliescu A S, *Superconducting joint of melt textured YBa₂Cu₃O_{7-δ} monoliths: preparation, microstructure and critical currents*, PhD thesis, Universitat Autònoma de Barcelona (UAB), December 2004.

[Infolytica] – <http://www.infolytica.com/en/coolstuff/ex0106/> em Janeiro de 2008.

[Ishii] – Ishii S, Yamazaki H and Anazawa Y, *A Proposal for an Equivalent Circuit of Pole-Changing Induction Motor with Pole-Amplitude Modulation (Pole Changing from 6 poles to 8 poles by Pole-Amplitude Modulation)*, vol.39(20040228) pp. 61-73, Akita National College of Technology ISSN:02855364.

[Jiang] – Jiang S, Chau C and Chan C, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol 50, 1, pp. 123-131, February 2003.

[Joo] – Joo M, IEEE Trans. Applied Supercond., Vol 14, 2, pp. 908-911, June 2004.

[Kalsi] – Kalsi et al. Status of Superconducting Motors for Ship Propulsion, International Cooperation on Marine Engineering Systems (ICMES), 19-21 May 2003.

[Kelly] – Kelly J, Strangas E and Miller J, *Control of a Continuously Operated Pole-Changing Induction Machine*, Proc. IEEE Int. Machines and Drives Conference (IEMDC'03), June 2003.

[Kostenko] - Kostenko M, Piotrovski, *Electrical Machines*, Vol II, Mir Publishers, Moscow, 1976.

[Kovalev] – Kovalev L. K. et al, *HTS motors design: Recent results and future development*, *Superconductivity*, Research and Development, N° 9-10. pp. 69-78, 1998.

[Marquez1] – Márquez I et al., IEEE Trans. Applied Supercond. 9 (2) (1999) 1249–1252.

[Marquez2] – Marquez I, Granardos X, Obradors X, Pallares J and Bosch R, IEEE Trans. Applied Supercond., Vol 9, 2, pp. 1249-1252, June 1999.

[Martins] – Martins J and Rodrigues A L, *The Hysteresis Motor as a Drive in Mechatronics*, Proceed. ICRAM'95, International Conference on Recent Advances in Mechatronics, Istanbul, August 1995.

[Masur] – Masur L J, Kellers J, Kalsi S, Thieme C and Harley E, *Industrial HTS Conductors: Status and Applications*, European Conference on Applied Superconductivity EUCAS 2003, Sorrento, Italy, 15-18 September 2003.

[Miki] – Miki M, Tokura S, Hayabawa H, Inami H, Kitano M, Matsuzaki Y, Kimura Y, Ohtani I, Morita E, Ogata H, Izumi M and Ida T, *Development of a synchronous motor with Gd–Ba–Cu–O bulk superconductors as pole-field magnets for propulsion system*, Institute of Physics Publishing, Supercond. Sci. Technol., 19, pp. S494-S499, April 2006.

[Muta] – Muta I, Nakamura T, Hirata T, Hoshino T and Konishi T, *Preliminary Study on axial-type BSSCO Superconducting Motor*, Physica C, Vol 354, pp. 100-104, November 2004.

[Nakamura] – Nakamura T, Jung H, Muta I and Hoshino T, “Synchronization of an axial-type Bi-2223 bulk motor operated in liquid nitrogen”, Supercond. Sci. Technol., 17, No 11, pp. 1319-1323, November 2004.

[Ogbonnaya] – Ogbonnaya I, Okoro I and Agu M U, *Induction Motor Control Strategies: Past and Present*, Department of Electrical Engineering, University of Nigeria, Nsukka, Enugu State. (acesso último em: http://www.akamaiuniversity.us/PJST6_1_64.pdf em Janeiro de 2008).

[Oliveira] – Oliveira R, Rodrigues A L, *Desenho e Construção de um Motor Linear de Indução de Baixa Velocidade*, Projecto de final de curso, no DEE, em LEEC, pela Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade nova de Lisboa (FCT-UNL), Setembro 2000.

[Ostovic1] – Ostovic V, *Memory Motors – A New Class of Permanent Magnet Machines for True Wide Speed Operation*, Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Volume 4, Issue, 30 Sep-4 Oct 2001, pp. 2577 – 2584, Vol.4.

[Ostovic2] – Ostovic V, *Memory Motors*, Industry Applications Magazine, IEEE Volume 9, Issue 1, Jan/Feb 2003, pp. 52 – 61.

[Pereira] – Pereira P, Valtchev S, Pina J, Gonçalves A, Ventim Neves M and Leão Rodrigues A, *Power electronics performance in cryogenic environment: evaluation for use in HTS power devices*, Journal of Physics: Conference Series 97 012219, European Conference on Applied Superconductivity EUCAS 2007, Brussels, Belgium, September 2007.

[Pina] – Pina J M, Gonçalves A, Ventim M and Rodrigues A L, *High Temperature Superconductor Materials and Their Applications in Electric Motors*, unpublished document.

[Rahman] – Rahman K, Patel N, Ward T, Nagashima J, Caricchi F and Crescimbeni F, *Application of Direct Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System*, Conference Record IEEE 39th Industry Application Conference, Vol 3, October 2004.

[Rodrigues] – Rodrigues A L, *Motor Linear de Indução Trifásico em Tracção Eléctrica*, unpublished article, DEE, FCT - UNL, Setembro 2002.

[Thomas] – Thomas C, James B, Lomax Jr F and Kuhn Jr I, *Int. Journal of Hydrogen Energy*, Vol 25, Issue 6, 1, pp. 551-567, June 2000.

[Tixador] – Tixador P et al., *IEEE Trans. Applied Supercond.* 11 (1) (2001) 2034–2037.

[Tsuboi] – Tsuboi Y and Ohsaki H, *IEEE Trans. Applied Supercond.*, Vol 13, 2, pp. 2210-2213, June 2003.

[Ventim] – Ventim M, *Electrotecnia Teórica - Máquina de Indução*, DEE – FCT, unpublished document.

[Yiguang] – Yiguang C, Wei P, Ying W, Renyuan T and Jing W, *Interior composite-rotor controllable-flux PMSM - memory motor*, Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference, Vol 1, Issue 27-29, pp. 446 – 449, September 2005.